THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

Jacques FURET

PREMIÈRE THÈSE

Sécurité dans le contrôle des piles atomiques

DEUXIÈME THÈSE

La digitalisation dans le contrôle des piles atomiques

Soutenues le 3 avril 1962 devant la Commission d'Examen

MM. F. PERRIN — Président

P. GRIVET, A. BLAQUIERE — Examinateurs

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

Jacques FURET

PREMIÈRE THÈSE

Sécurité dans le contrôle des piles atomiques

DEUXIÈME THÈSE

La digitalisation dans le contrôle des piles atomiques

Soutenues le 3 avril 1962 devant la Commission d'Examen

MM. F. PERRIN — Président

P. GRIVET, A. BLAQUIERE — Examinateurs

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

(Janvier 1962)

FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE PARIS

- P R O F E S S E U R S -

Doyen ..... M. ZAMANSKY.

G. JULIA	T	Analyse supérieure et Algèbre supérieure
DE BROGLIE	T	Théories physiques
PRENANT	T	Anatomie et Histologie comparées
GRASSE	T	Evolution des êtres organisés
PREVOST	T	Chimie organique
CHAUDRON	T	Chimie appliquée
WYART	T	Minéralogie et Cristal.
TEISSIER	T	Zoologie
MANGENOT	T	Biologie Vég. (Orsay)
AUGER	T	Physique quantique et Relativité
MONNIER	T	Physiologie Générale
PIVETEAU	T	Paléontologie
ROCARD	T	Physique (E.N.S.)
CARTAN	T	Mathématiques (E.N.S.)
LAFFITTE	T	Chimie générale
FAVARD	T	Géométrie supérieure
COULOMB	T	Physique du Globe
Mle COUSIN	T	Biologie Animale (SPCN)
CHRETIEN	T	Chimie minérale
DRACH	T	Zoologie
KASTLER	T	Physique (E.N.S.)
EPHRUSSI	T	Génétique
RIVIERE	T	Géologie SPCN et sédim.
GAUTHERET	T	Biologie Vég. (P.C.B.)
LUCAS R.	T	Recherches Physiques
THOMAS A.	T	Biologie cellulaire
ARNULF	T	Optique appliquée
MORAND	T	Physique Enseignement
SOLEILLET	T	Physique (P.C.B.)
FORTIER	T	Mécanique exp. des Fluides
DANJON	T	Astronomie
PETIT	T	Biologie maritime
QUENEY	T	Météorologie et dynamique atmosphérique
GALLIEN	T	Embryologie
EICHHORN	T	Botanique
DE CUGNAC	T	Biologie Végétale(SPCN)
Mle CAUCHOIS	T	Chimie Physique
THELLIER	T	Physique du Globe
L'HERITIER	T	Biologie Générale(Orsay)
GRIVET	T	Radioélectricité (Orsay)
PONCIN	T	Mécanique Générale
DUBREIL	T	Arithmétique et théorie des Nombres
QUELET	T	Chimie Organique
CAGNIARD	T	Géophysique appliquée
CHAMPETIER	T	Chimie macromoléculaire
GLANGEAUD	T	Géographie phys. et Géologie dynamique
GODEMENT	T	Mathématiques (M.P.C.)
PISOT	T	Tech. Mathém. de la Phys.
ROCH	T	Géologie
SCHATZMAN	T	Astrophysique
TERMIER	T	Paléontologie stratig.
ZAMANSKY	T	Mathématiques générales
LENNUIER	T	Physique (M.G.P.)
CUVILLIER	T	Micropaléontologie
JUNG	T	Pétrographie
TRILLAT	T	Microscopie et diffraction électronique
WIEMANN	T	Chimie organique et structure
JACQUINOT	T	Spectroscopie et physique céleste(Orsay)
VASSY	T	Physique de l'atmosphère
DESTOUCHES	T	Théories Physiques
AMIEL	T	Chimie générale
HOCART	T	Minéralogie et Cristallographie
J.P. MATHIEU	T	Physique (Optique)
COUTEAUX	T	Biologie animale (P.C.B.)
MAY	T	Zoologie (Orsay)
CHOQUET	T	Théorie des fonctions et Topologie
FELDMANN	T	Biologie Végétale marine
GUINIER	T	Physique des Solides (Orsay)
JOST	T	Physiologie comparée
FORTET	T	Calcul des Probabilités et Physique mathématique
SCHWARTZ	T	Calcul diff. et Intégral
CHOUARD	T	Physiologie Végétale
MALAVARD	T	Aviation (Tech. Aéron.)
BRELOT	T	Calcul diff. et intégral
NORMANT	T	Synthèse organique générale
BENARD	T	Chimie Minérale
BUVAT	T	Botanique (E.N.S.)
DUGUE	T	Statistiques Mathémat.
SOULAIRAC	T	Psychophysiologie
ULRICH	T	Physiologie Végétale
MARECHAL	T	Optique théorique et Appliquée
KIRRMANN	T	Théories Chimiques
CHADEFAUD	T	Botanique
Mle LE BRETON	T	Physiologie de la nutrition
SALEM	T	Mathématiques générales
LELONG	T	Applic. de l'analyse à la géométrie
DEVILLERS	T	Anatomie et Histologie comp.
EHRESMANN	T	Topologie Algébrique
FRANÇON	T	Physique (S.P.C.N.)
Mle JOSIEN	T	Chimie S.P.C.N.
CHEVALLEY	T	Géométrie algébrique et théorie des groupes
ARNOULT	T	Electronique (Orsay)
CHAPELLE	T	Physique (Orsay)
DELANGE	T	Mathématiques (Orsay)
DENY	T	Mathématiques Géné. (Orsay)
GERMAIN	T	Mécan. théor. des fluides
LUCAS G.	T	Géologie
ALLARD	T	Chimie Physique

RIZET	T	Génétique (Orsay)
ROUTHIER	T	Géologie appliquée
Mme TONNELAT	T	Physique Théorique
DIXMIER	T	Mathématiques (M.P.C.)
SOUCHAY	T	Chimie générale
AIGRAIN	T	Electrotechnique géné.
BRUSSET	T	Chimie systématique
M. LEVY	T	Physique théorique des hautes énergies (Orsay)
Mme CHAIX	T	Chimie biologique
Mme HUREL-PY		Biologie Végétale (PCB)
PIAUX	T	Chimie (M.P.C.)
BRUN	T	Mécan. théorique des fluides
LEDERER	T	Chimie biologique
Mme DUBREIL	T	Mathém. (Agrégation)
Mme LELONG	T	Mathématiques (E.N.S.)
BELLAIR	T	Géologie (S.P.C.N.)
COTTE	T	Physique électricité
DUBOIS J.E.	T	Chimie organique
LAMOTTE	T	Zoologie (E.N.S.)
MICHEL A.	T	Chimie Minérale (Orsay)
OLMER	T	Energétique générale
ROUAULT	T	Electricité (Orsay)
GAUTHIER	T	Mécanique appliquée
BARCHEWITZ	T	Chimie Physique
BROSSEL	T	Physique atomique
BUSER	T	Physiologie comparée
CAMUS	T	Physiologie Vég. BMPV
CASTAING	T	Physique (Orsay)
CURIEN	T	Minéralo. et Cristallog.
MOYSE	T	Physiologie Végé. (Orsay)
NOIROT	T	Evolution des Etres Org.
PANNETIER	T	Chimie générale (Orsay)
POSSOMPES	T	Zoologie
PULLMANN	T	Chimie téhorique
TEILLAC	T	Physique Nucl. et Radio-activité
TONNELAT	T	Biologie Physico-chim.
VILLE	T	Econométrie
WILLEMART	T	Chimie (P.C.B.)
DODE	T	Chimie (Orsay)
FREYMANN	T	Recherches Physiques
GUINOCHET	T	Biol. Vég. SPCN (Orsay)
ROLLET	T	Chimie (P.C.B.)
BLAMONT	T	Géophysique Ionos-phère
BOURREAU		Botanique
CURIE D.		Physique (M.G.P.)
DURAND-DELGA		Géologie
FREON	T	Chimie organique (Orsay)
HELLER	T	Physiologie végétale
TORTRAT	T	Calcul des Probabi-lités.
BROCHARD	T	Physique P.C.B. (Orsay)
CABANNES	T	Mécanique générale
LESIEUR	T	Mathématiques MPC (Orsay)
MAZET	T	Mécanique générale (Orsay)
CAIRE		Géographie phys. et Géol. Dynamique
COMOLET	T	Mécanique des Fluides
CORABOEUF		Physiologie Animale
DELLOUE		Physique de l'exosphère
GORENFLOT		Botanique II (Orsay)
HOUILLON		Biologie Animale P.C.B.
BERTHELOT	T	Phys. Fondamentale des Hautes Energies (Orsay)
BRICART	T	Météorologie et phys. de l'Atmosphère
Mme ALBE-FESSARD	T	Psychophysio-logie
FRIEDEL	T	Physique des Solides (Orsay)
M. JULIA		Etudes des Moléculaires naturelles complexes
LENDER	T	Biol. Animale (SPCN) Orsay
MAGAT		Physico-chimie des radio-éléments
Melle QUINTIN	T	Electrochimie
MONOD	T	Chimie du métabolisme
BENOIT	T	Physiol. Anim. (Orsay)
DE POSSEL	T	Analyse numérique
CHARLOT	T	Chimie analytique
HAISSINSKY	T	Radiochimie
LEMEE	T	Physiol. Vég. BMPV (Orsay)
GUERIN	T	Chimie M.P.C. (Orsay)
CHATELET M.	T	Chimie (P.C.B.)
JEAN	T	Physique Nucléaire (Orsay)
MATTLER	T	Physique S.P.C.N.
MICHEL L.		Phys. Théor. des Htes Energies (Orsay)
BERGERARD	T	Zoologie (Orsay)
BERTEIN	T	Electronique (Orsay)
BOUISSIERES		Chimie des Radioélé-ments (Orsay)
Mme COUTURE	T	Thermodynamique et Méc. Physique
ELLENBERGER	T	Géologie appli. s/ le terr.
FRANC		Biol. Animale (PCB)
SCHNELL		Botanique tropicale (Orsay)
STOLKOWSKI		Physiologie générale
ACHER		Chimie Biol. (Orsay)
BAUDOIN		Biologie animale PCB
BEAUMONT		Biologie animale PCB (S.P.C.N.)
CAILLEUX	T	Géologie (S.P.C.N.)
MAGNAN	T	Physique (S.P.C.N.)
DAUDEL	T	Mécanique ondulatoire appl. à la Chim. Théor. et à la Phys. Nucléaire
Mle FOURCROY		Biol. Végétale (SPCN)
Mme CHOQUET-BRUHAT	T	Méc. Analytique et Méc. céleste
Mle VEIL		Physiologie Générale
LWOFF	T	Microbiologie
SIESTRUNCK	T	Mécan. Phys. et Expérim.
LACOMBE	T	Métallur. des métaux Nucl.
JULLIEN J.		Chimie P.C.B.
MALGRANGE	T	Tech. Math. de la Phys.
OLIVIER		Antropologie
NOZERAN	T	Botanique II (Orsay)
BLANC-LAPIERRE		Physique ENS. (Orsay)
CHEVAUGEON	T	Botanique (Orsay)
KAHANE	T	Mathématiques (Orsay)
SAMUEL	T	Mathématiques ENS féminines
KOURGANOFF	T	Astronomie (Orsay)
THIRY	T	Mécanique céleste

SECRETAIRE GENERAL ..... R. POULLAIN.

LA DIGITALISATION DANS LE CONTROLE DES PILES ATOMIQUES

PLAN

Pages

I - INTERET DE L'UTILISATION DES TECHNIQUES DIGITALES DANS LE CONTROLE DES PILES ATOMIQUES.

1.1. - Automatisme et régulation. 1

1.2. - Automatisme à séquences.

1.3. - Traitement des informations. Calcul du rendement et optimation.

II - ALGEBRE DE BOOLE ET METHODES DE SYNTHESE DERIVEES. 5

2.1. - Les théorèmes généraux de l'algèbre de Boole.

2.1.1. - Définitions, notations et conventions.

2.1.2. - Théorèmes à une seule variable.

2.1.3. - Théorèmes à 2 variables.

2.1.4. - Théorèmes à n variables.

2.1.5. - Combinaison des circuits série parallèle.

2.1.6. - Les méthodes algébriques de simplification.

2.1.7. - Les méthodes graphiques de simplification.

2.2. - La méthode d'optimation : la carte de Karnaugh. 14

2.2.1. - Les fonctions logiques de n variables.

2.2.2. - Représentations numériques des fonctions logiques.

2.2.3. - Représentations graphiques des fonctions logiques. Diagramme de Venne.

2.2.4. - Les cartes de Karnaugh.

2.2.5. - Les méthodes d'optimation de Quine Mc Cluskey et Coldwell.

2.3. - Les circuits à plusieurs sorties. 28

2.3.1. - Définitions.

2.3.2. - Circuits à 3 sorties avec le même élément série.

2.3.3. - Circuits à sorties complémentaires.

2.3.4. - Synthèse des circuits à plusieurs sorties.

2.3.5. - Relations logiques entre les circuits à 3 sorties de la forme Y ou Δ .

2.3.6. - Applications au cas des relais électro-mécaniques.

2.3.7. - Cas particulier important des circuits à plusieurs sorties : les circuits en éventail.

2.4. - Les fonctions symétriques. 48

2.4.1. - Définition des fonctions symétriques.

2.4.2. - Symbolisation et représentation des fonctions symétriques.

2.4.3. - Méthode graphique de simplification des fonctions symétriques.

2.4.4. - Fonctions symétriques complémentaires.

2.4.5. - Propriétés principales des fonctions symétriques.

2.4.6. - Identification des fonctions symétriques.

Pages

III - LES SYSTEMES A SEQUENCES. THEORIE DE D.A. HUFFMAN

3.1. - Propriétés générales des circuits séquentiels. 63

3.2. - Le critère de stabilité dans l'analyse des circuits séquentiels.

3.3. - La matrice des phases dans l'analyse des circuits séquentiels.

IV - LES CODES PRINCIPAUX UTILISES DANS LES TECHNIQUES DIGITALES. 77

4.1. - Code décimal binaire.

4.2. - Codes cycliques.

4.3. - Exemple de codeur binaire.

4.4. - Conversion des codes.

4.5. - Détection des erreurs.

4.6. - Détection et correction des erreurs.

V - RAPPEL SOMMAIRE DE L'AGENCEMENT ET DU FONCTIONNEMENT DES CALCULATEURS DIGITAUX.

5.1. - Définition. 93

5.2. - Numération binaire, représentation de la virgule et notions de complément.

5.3. - Numération parallèle et numération série.

5.4. - Les transferts d'information. Programmes et sous programmes.

5.5. - Organisation logique du calculateur.

5.6. - Les circuits fonctionnels fondamentaux.

5.6.1. - L'horloge.

5.6.2. - Les bascules.

5.6.3. - Les registres.

Pages

5.6.4. - Les organes de mémoires.

5.6.5. - Les décodeurs sélecteurs.

5.6.6. - Les organes de calcul.

5.7. - Les traducteurs analogiques digitaux.

5.7.1. - Traducteurs à servomécanismes.

5.7.2. - Traducteur à compteur binaire.

5.7.3. - Traducteur digital analogique.

VI - APPLICATION DES TECHNIQUES DIGITALES DANS LE CONTROLE NUCLEAIRE DES PILES ATOMIQUES.

6.1. - Mesure de la puissance neutronique. 129

6.2. - Mesure de la période.

6.3. - Exemple de calculateur de puissance et de période.

VII - L'APPLICATION DES TECHNIQUES DIGITALES DANS LE CONTROLE DES PILES ATOMIQUES DE PUISSANCE ET DES PILES ATOMIQUES A HAUT FLUX. 139

7.1. - Techniques digitales et automatismes à séquences.

7.2. - Techniques digitales et traitement d'information.

7.3. - Techniques digitales et chaînes de sécurité.

VIII - L'EVOLUTION DE LA TECHNOLOGIE ET DE LA VIABILITE DES SYSTEMES DE CONTROLE DU TYPE DIGITAL. 151

8.1. - La vitesse de calcul.

8.2. - La sûreté dans le fonctionnement.

Chapitre I

INTERET DE L'UTILISATION DES TECHNIQUES DIGITALES DANS LE CONTROLE DES PILES ATOMIQUES

La digitalisation dans le contrôle des piles atomiques permet d'utiliser de nouvelles techniques électroniques qui présentent principalement les avantages suivants :

- sécurité de fonctionnement plus grande,
- centralisation plus élevée,
- suppression autant que possible des éléments linéaires.

La suppression de ces éléments permet surtout de s'affranchir des dérives qui sont gênantes et d'utiliser des éléments statiques.bien adaptés à une grande robustesse de fonctionnement.

La digitalisation des mesures dans le contrôle permet aussi d'améliorer considérablement la précision et les mesures qui se présentent sous forme digitale sont en général mieux adaptées aux logiques des automatismes et des chaînes de sécurité.

Ces techniques digitales paraissent, à l'heure actuelle, surtout intéressantes et rentables dans le contrôle de grands ensembles industriels où le développement de l'automatisme est une nécessité. En effet, la conduite et l'exploitation de tels ensembles sont basées sur un grand nombre de mesures physiques ou autres qui ne peuvent pas être confiées à un seul

ou même plusieurs opérateurs. Ce besoin a été reconnu et c'est ainsi par exemple que la plupart des grandes centrales thermiques classiques productrices d'énergie sont dotées de calculateurs digitaux industriels capables de centraliser les mesures et de pouvoir les utiliser d'une manière logique. Plus de cinquante calculateurs de ce type ont été commandés ou sont en cours d'installation en France et aux U.S.A.

L'utilisation de calculateurs semblables est déjà faite dans le domaine militaire depuis plusieurs années pour des problèmes de commande centralisée automatique : calculateurs de navigation et de bombardement d'avions supersoniques, guidages d'engins, etc..... Aussi, cette utilisation a permis, il faut le dire, de développer des machines relativement sûres et de les orienter vers des problèmes industriels du même type.

L'apparition des centrales nucléaires de puissance ne peut qu'accroître cette tendance, étant donné d'une part, comme on l'a déjà dit, leur complexité et d'autre part les risques d'accidents à éviter. Il est désormais d'usage de distinguer dans le contrôle d'une pile atomique de puissance trois groupes d'automatismes : les automatismes de réglage qui améliorent à la fois la sécurité de marche et le rendement des installations, les automatismes à séquences qui augmentent la sécurité de fonctionnement et évitent les fausses manoeuvres et le traitement des informations couplé le plus souvent avec les automatismes précédents. Nous n'envisagerons pas ici les automatismes de réglage qui, le plus souvent, font plutôt appel aux techniques analogiques qu'aux techniques digitales et qui dès le début de l'ère atomique ont été incorporés au contrôle des piles atomiques.

Les problèmes posés par les automatismes à séquences paraissent

peut-être moins "difficiles" que ceux qui sont posés par la régulation, ils n'en demeurent pas moins fort complexes. En effet, les automatismes à séquences permettent un fonctionnement entièrement automatique de l'installation, même pendant les régimes transitoires : démarrages, arrêts ou incidents. Certains auteurs prétendent même que l'extension des commandes séquentielles automatiques représente peut être la partie la plus spectaculaire et la plus importante de l'évolution de l'automatisme dans les piles atomiques de puissance.

Dans le traitement de l'information, les automatismes sont surtout caractérisés ici par l'utilisation industrielle de calculateurs numériques. Dans ce cas, les calculs à faire sont relativement simples et leur nombre peu élevé. Aussi, les programmes étant courts, on peut envisager d'introduire le calculateur dans une chaîne d'asservissement.

Si la capacité de mémoire du calculateur est suffisante, il peut alors aussi réaliser les automatismes à séquences, et remplacer ainsi l'équipement séquentiel. Il est bon ici, du point de vue rentabilité, d'envisager la capacité de mémoire nécessaire et d'étudier alors avec soins chaque cas d'espèce.

D'autres utilisations des calculateurs numériques sont dès maintenant envisagées dans le contrôle des piles atomiques. A tout instant, pour une pile à haut flux, il est intéressant de calculer l'empoisonnement xénon et de rechercher un programme d'arrêt le plus rapide permettant de pouvoir redémarrer la pile après arrêt,à n'importe quel moment compte tenu de sa réactivité disponible. Cela nécessite de disposer de calculateurs numériques rapides équipés de mémoires importantes.

Le calcul de la répartition du flux à l'intérieur du coeur est aussi

intéressante pour éviter les points chauds dans une pile de puissance. Ce calcul ne peut être fait qu'à partir d'un grand nombre de points de mesures. Après le calcul de la répartition de flux, le calculateur pourra aussi faire celui du "Burnout" des différents éléments par intégrations périodiques. Les exploitants aurant régulièrement le nombre de MWJ/tonne de combustible pour chaque élément combustible dans le coeur et ils pourront aussi prendre un certain nombre de décisions pour le déchargement ou la permutation des éléments.

Le calculateur peut permettre encore de faire fréquemment le calcul du rendement de l'installation et de déterminer aussi très fréquemment si son fonctionnement est correct et même s'il est optimal du point de vue rentabilité.

Avant de donner des exemples précis d'application des techniques digitales au contrôle des piles atomiques, il est nécessaire de rappeler brièvement les théorèmes principaux de l'algèbre logique, les propriétés principales des systèmes à séquences, les codes utilisés dans les techniques binaires et l'agencement sommaire ainsi que le fonctionnement des calculateurs digitaux.

Chapitre II

ALGEBRE DE BOOLE ET METHODES DE SYNTHESE DERIVEES

On n'englobera ici les circuits ou fonctions où le facteur temps n'intervient pas dans le développement des différentes opérations. On sait que l'algèbre de Boole et les méthodes de synthèse dérivées permettent d'écrire à partir des conditions de fonctionnement imposées aux différents organes les équations minimales du système à réaliser et de passer ensuite par leur traduction au schéma dit logique qui est le plus simple, le plus sûr et qui utilise le minimum d'appareils.

L'algèbre de Boole ne s'applique qu'aux circuits revenant à l'état initial quand les conditions d'excitation sont enlevées. Elle a été créée il y a plus d'un siècle pour donner une base mathématique aux propositions de la logique. Ce n'est qu'un peu avant la dernière guerre que des ingénieurs japonais WAKASIMA et HANZAWA eurent l'idée de l'appliquer au calcul des circuits de contacts. L'analogie existant en effet entre une proposition de logique vraie ou fausse et un contact ouvert ou fermé permet d'utiliser cette science philosophique.

2.1. - Les théorèmes généraux de l'algèbre de Boole.

2.1.1. - Définitions, notations et conventions.

Un relais est désigné par une lettre et les contacts de ce relais sont désignés par la même lettre.

Soit par exemple un relais (figure 21), un contact de X normalement fermé au travail sera noté X., un contact de X normalement ouvert au repos sera noté $\overline{X}$. on dira "X barre".

Des contacts en parallèle seront désignés par un signe +, des contacts en série seront désignés par un •. (voir figure 22). L'expression algébrique d'une chaîne comprenant les contacts des relais X_1, X_2 .... X_n sera appelée une fonction de X_1, X_2 ..., X_n et on notera : $f(X_1, X_2 \ldots, -X_n)$. Cette fonction, comme les variables X_1, X_2 .... X_n sera bivalente, c'est-à-dire qu'elle existera : valeur 1, ou n'existera pas : valeur 0.

Ainsi, avec les conventions précédentes, on voit que le signe + correspond à un circuit "ou" et le signe • à un circuit "ET". Ainsi si
$Z = X + Y$ signifie que Z sera excité si X ou Y est fermé
$Z = X \bullet Y$ signifie que Z sera excité si X et Y le sont.

D'une façon générale, on peut étendre le signe "barre" à toute une fonction. On note alors complément de $f(X_1, X_2, \ldots X_n) = f(\overline{X_1, X_2 \ldots X_n})$
Comme $f(X_1, X_2, \ldots X_n)$ ne peut occuper que la valeur 1 ou la valeur 0, $\overline{f(X_1, X_2, \ldots X_n)}$ vaudra alors 0 ou 1 et on a bien entendu :

$$f(X_1, X_2, \ldots X_n) + f(\overline{X_1, X_2, \ldots - X_n}) = 1$$

Avec les définitions et conventions précédentes, on aboutit aux

2.1.2.- Théorèmes à une seule variable.

$X + 0 = X$	$X.X = X$
$X.1 = X$	$\overline{(X)} = \overline{X}$
$1 + X = 1$	$\overline{(\overline{X})} = X$

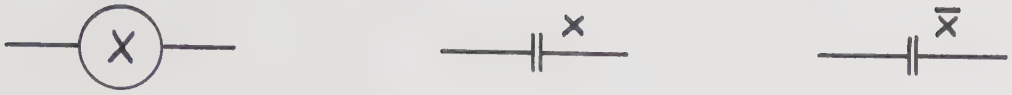


Fig : 2-1

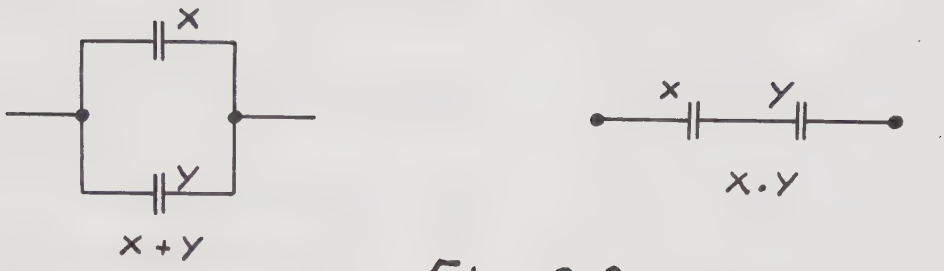


Fig : 2-2

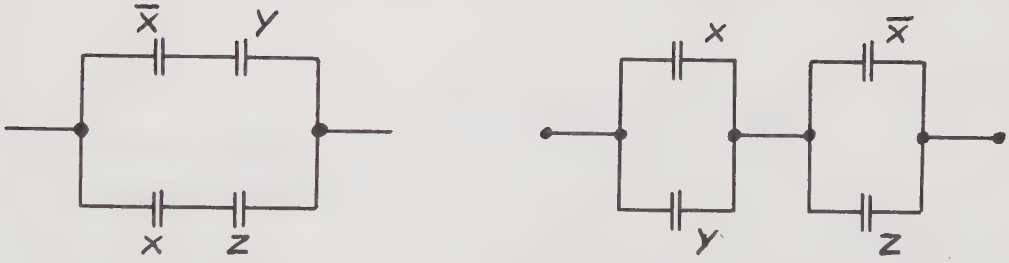


Fig : 2-3

$0.X = 0$ $\qquad$ $X + \overline{X} = 1$

$X + X = X$ $\qquad$ $X\overline{X} = 0$

2.1.3. - Théorèmes à 2 variables.

Les théorèmes à 2 variables se déduisent facilement des théorèmes à 1 variable, nous ne ferons ici que les énoncer sans donner leurs démonstrations :

$X + Y = Y + X$ $\qquad$ $XYZ = (XY)\,Z = X\,(YZ)$

$X.\,Y = Y.\,X$ $\qquad$ $(X + Y)\,(Y + Z)\,(Z + X) = (X + Y)\,(Z + \overline{X})$

$X + XY = X$ $\qquad$ $XY + XZ = X\,(Y + Z)$

$X\,(X + Y) = X$ $\qquad$ $(X + Y)\,(X + Z) = X + YZ$

$(X + \overline{Y})\,Y = XY$ $\qquad$ $XY + YZ + Z\overline{X} = XY + Z\overline{X}$

$X\overline{Y} + Y = X + Y$ $\qquad$ $(X + Y)\,(\overline{X} + Z) = XZ + \overline{X}Y$

$X + Y + Z = (X + Y) + Z = X + (Y + Z)$

2.1.4. - Théorèmes à n variables.

Un des théorèmes les plus importants est le théorème de Morgan qui permet de calculer le complément d'une somme ou d'un produit :

$$\overline{(X_1 + X_2 + X_3 + X_n)} = \overline{X_1}.\,\overline{X_2}.\,\overline{X_3}.\,\ldots\ldots\,\overline{X_n}$$

$$\overline{(X_1.\,X_2.\,X_3.\,\ldots.\,X_n)} = \overline{X_1} + \overline{X_2} + \ldots\ldots\ldots + \overline{X_n}$$

Shannon a généralisé les théorèmes de Morgan et les a étendus à une fonction quelconque.

$$f\,(\overline{X_1,\ X_2,\ \ldots\ldots\ X_n,\ +,\ .}) = f\,(\overline{X_1},\ \overline{X_2},\ \ldots\ldots\ \overline{X_n},\ .\ +)$$

Les signes + . sont transformés en . et +

Les théorèmes de Morgan qui permettent de développér une fonction binaire par rapport à une variable sont aussi d'application très intéres-

sante ; ils peuvent par exemple réduire le nombre de contacts d'un relais donné à un maximum de 2.

$$f(X_1, X_2, \ldots, X_n) = X_1 f(1, X_2, \ldots, X_n) + \overline{X}_1 f(0, X_2, \ldots, X_n)$$

$$f(X_1, X_2, \ldots, X_n) = \left[X_1 + f(0, X_2, \ldots, X_n)\right] \cdot \left[\overline{X}_1 + f(1, X_2, \ldots, X_n)\right]$$

Remarquons tout de suite que dans l'application des équations algébriques il y a intérêt à utiliser une forme plutôt qu'une autre dans le but d'éviter par exemple certains transitoires de fonctionnement. Ainsi, sur la figure 23, on a tracé les 2 schémas correspondant aux 2 membres de l'égalité :

$$\overline{X} \cdot Y + XZ = (X + Y)(\overline{X} + Z)$$

Supposons $Y = Z = 1$

Sur la partie gauche on voit qu'il y a un transitoire lorsque X passe de la valeur 1 à la valeur 0. En effet, à un instant donné, il y a ouverture entre A et B, alors que dans la partie droite on voit que ceci ne se produit pas.

2.1.5. - Combinaisons des circuits série parallèle.

La fonction logique d'un circuit série parallèle se présentera toujours comme le produit de somme lorsqu'on impose que la chaîne soit fermée pour le signal binaire 1, ou comme la somme de produits pour le signal binaire 0. Si l'on a :

$$Z = \overline{A}.\ \overline{B}.\ C + A.\ \overline{B}.\ C + A.\ \overline{B}.\ C$$

Ceci dans le cas de notations classiques $A = 1$, $\overline{A} = 0$. Mais si l'on impose $A = 0$ et $\overline{A} = 1$, alors la fonction Z précédente doit s'écrire :

$$Z = (A + B + C)(A + \overline{B} + C)(A + \overline{B} + \overline{C})(\overline{A} + \overline{B} + C)(\overline{A} + \overline{B} + \overline{C})$$

Lorsque l'on a plusieurs variables, pour trouver sans risque d'er-

reur toutes les combinaisons possibles de ces variables, il est bon d'utiliser la numération binaire. Nous indiquons ci-dessous les combinaisons possibles dans le cas de 3 variables.

X_1	X_2	X_3
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

2.1.6.- Les méthodes algébriques de simplification.

Ces méthodes se développent beaucoup avec l'expérience. Elles se complètent d'ailleurs toujours bien avec les méthodes de simplification graphique.

Si $T = \overline{A}.\,\overline{B}.\,C + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}\,BC + A\,\overline{B}\,C$

algébriquement on peut écrire :

$$T = (A + \overline{A})\,\overline{B}.\,C + \overline{A}\,B\,(C + \overline{C}) = \overline{B}.\,C + \overline{A}\,B$$

Sur la figure 2.4, on peut voir facilement qu'on passe d'un schéma à l'autre en groupant les première et dernière lignes et les troisième et quatrième lignes.

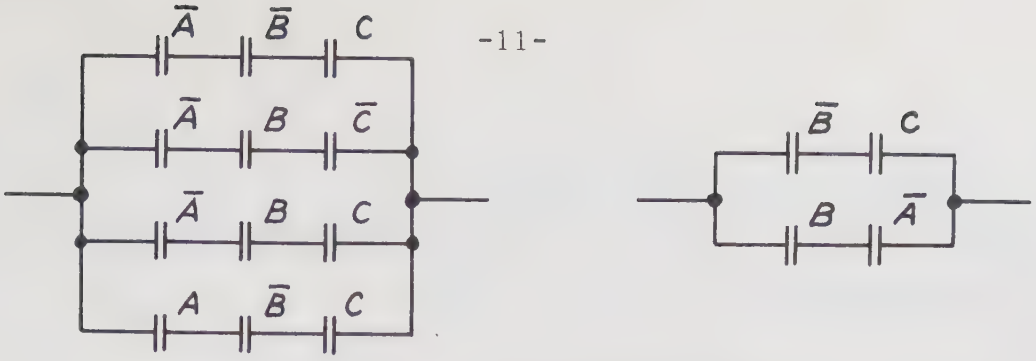


Fig: 2-4

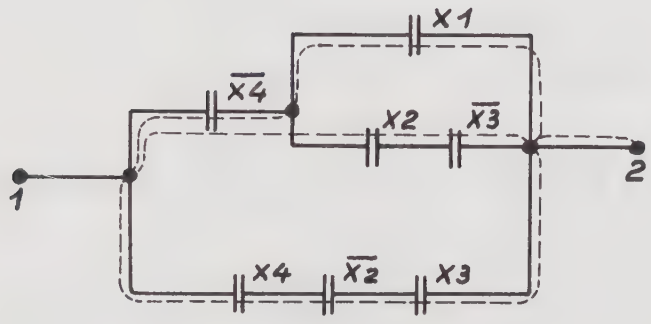


Fig: 2-5

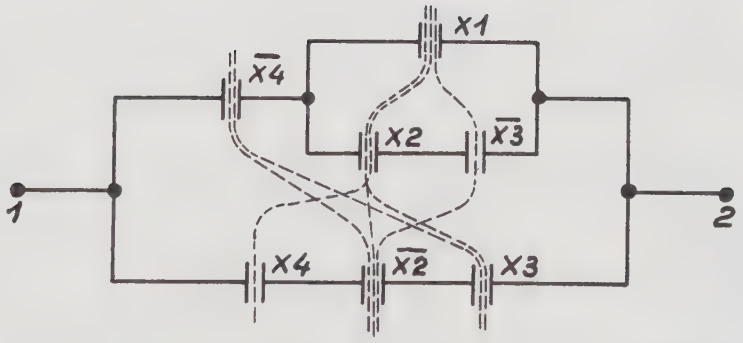


Fig: 2-6

Rappelons que les égalités :
$XY + X\overline{Y} = X$ et $XY + YZ + \overline{X}Z = XY + \overline{X}Z$ sont très utiles dans les calculs de simplification.

2.1.7.- Les méthodes graphiques de simplification.

On peut trouver l'équation logique du schéma représenté sur la figure 2.5 en additionnant la somme des produits qui correspondent aux liaisons possibles entre 1 et 2 (contacts fermés).

Si on désigna par T 12 la fonction logique qui correspond à la liaison des joints 1 et 2, on a :

$$T\ 12 = \overline{X}_4 X_1 + \overline{X}_4 X_2 \overline{X}_3 + X_4 \overline{X}_2 \cdot X_3$$

Sur la figure 2.6, on a tracé en pointillé des lignes qui rejoignent un certain nombre de contacts. Si tous les contacts situés sur une même ligne en pointillé sont ouverts, la transmission entre 1 et 2 ne peut pas se faire.

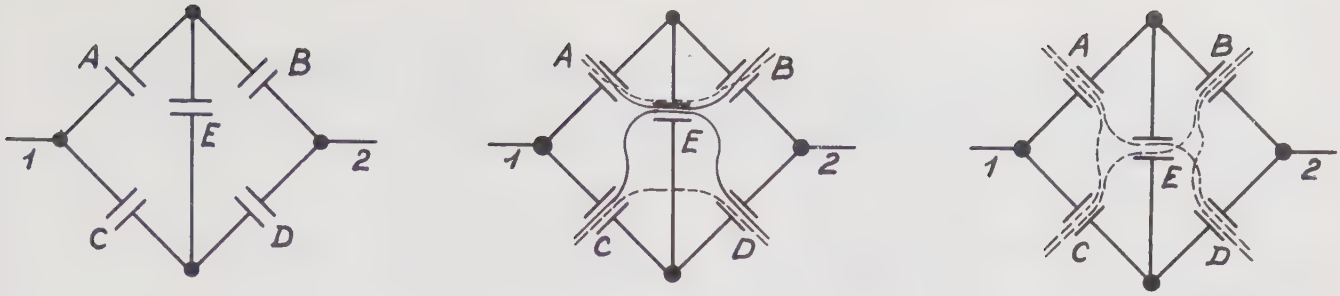
Ces méthodes de simplification graphique sont surtout intéressantes dans le cas de circuits qui ne sont pas du type série parallèle.

Sur la figure 2.7 a, a été tracé le circuit qui n'est pas du type série parallèle.

Sur la figure 2.7 b, on a tracé les lignes qui joignent des contacts qui, lorsqu'ils sont fermés, permettent la liaison 1 et 2.

En considérant chaque ligne ainsi définie, on peut écrire immédiatement :

$$T\ 12 = AB + AED + CEB + CD$$



7a 7b 7c

Fig : 2-7

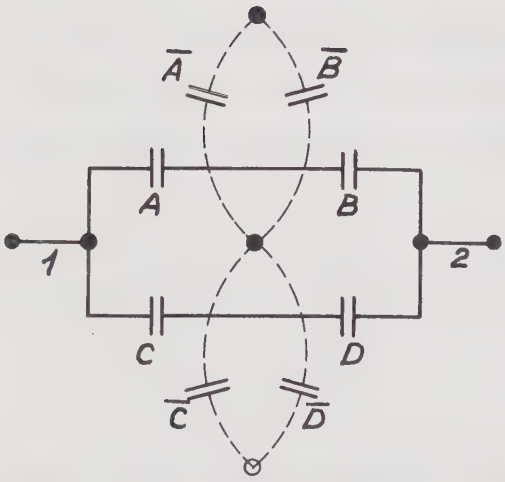
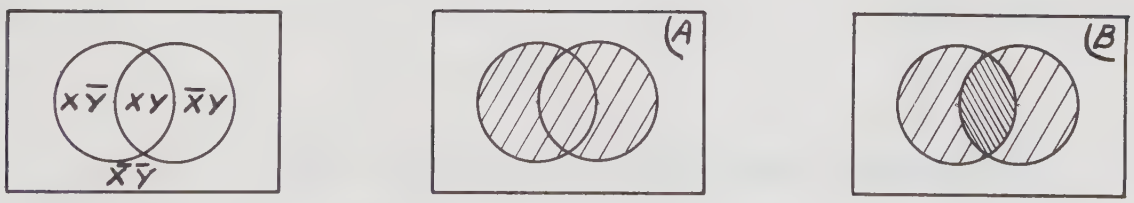


Fig : 2-8



9a 9b 9c

Fig : 2-9

Sur la figure 2.7 c, on a tracé des lignes qui joignent des contacts qui, lorsqu'ils sont ouverts, rendent alors impossible la transmission entre 1 et 2.

En considérant chacune de ces lignes auxiliaires, on peut donc écrire :

$$T\ 12 = (A + C)\ (A + E + D)\ (C + E + B)\ (B + D)$$

Il est facile de vérifier par le calcul que les 2 expressions trouvées pour T 12 sont équivalentes.

Une méthode graphique intéressante déduite des précédentes est celle qui permet de trouver le circuit complémentaire d'un circuit donné (c'est-à-dire le circuit qui correspond à la fonction complémentaire d'une fonction donnée).

Une application de la méthode graphique est indiquée sur la figure 2.8.

On place 2 noeuds extérieurs au circuit donné qui correspond à la fonction T 12 = AB + CD. Ensuite, on place un noeud dans chaque boucle. Puis on joint les noeuds en coupant chaque branche du circuit par une connexion qui contient le contact complémentaire de celui qui se trouve dans la branche coupée. On obtient donc ainsi facilement pour $\overline{T}\ 12 = (\overline{A} + \overline{B})(\overline{C} + \overline{D})$

2.2. - Les méthodes d'optimation : la carte de Karnaugh.

Ce sont des méthodes qui permettent de déterminer parmi plusieurs solutions algébriques logiques proposées, celle qui réalise l'optimum du point de vue contact. En dehors de cet avantage d'économie de temps,

d'effort et de sureté de fonctionnement, elles donnent une vue d'ensemble des problèmes généraux qu'on peut traiter avec l'algèbre de Boole.

2.2.1.- Les fonctions logiques de n variables.

Le nombre de fonctions logiques de n variables est égal à 2^{2n}. On peut montrer par exemple, que le nombre de fonctions logiques de 2 variables est égal à $2^{2.2} = 16$ en les écrivant :

X_1X_2	$X_1\overline{X}_2$	$\overline{X}_1X_2$	$\overline{X}_1\overline{X}_2$	Fonction globale	Fonction après simplification
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	$\overline{X}_1\,\overline{X}_2$	$\overline{X}_1\,\overline{X}_2$
0	0	1	0	$\overline{X}_1\,X_2$	$\overline{X}_1\,X_2$
0	0	1	1	$\overline{X}_1\,X_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$	$\overline{X}_1$
0	1	0	0	$X_1\,\overline{X}_2$	$X_1\,\overline{X}_2$
0	1	0	1	$X_1\,\overline{X}_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$	$\overline{X}_2$
0	1	1	0	$X_1\,\overline{X}_2 + \overline{X}_1\,X_2$	$X_1\,\overline{X}_2 + \overline{X}_1\,X_2$
0	1	1	1	$X_1\,\overline{X}_2 + \overline{X}_1\,X_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$	$\overline{X}_2 + \overline{X}_1$
1	0	0	0	$X_1\,X_2$	$X_1\,X_2$
1	0	0	1	$X_1\,X_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$	$X_1\,X_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$
1	0	1	0	$X_1\,X_2 + \overline{X}_1\,X_2$	X_2
1	0	1	1	$X_1\,X_2 + \overline{X}_1\,X_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$	$X_2 + \overline{X}_1$
1	1	0	0	$X_1\,X_2 + X_1\,\overline{X}_2$	X_1
1	1	0	1	$X_1\,X_2 + X_1\,\overline{X}_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$	$X_1 + \overline{X}_2$
1	1	1	0	$X_1\,X_2 + X_1\,\overline{X}_2 + \overline{X}_1\,X_2$	$X_1 + X_2$
1	1	1	1	$X_1\,X_2 + X_1\,\overline{X}_2 + \overline{X}_1\,X_2 + \overline{X}_1\,\overline{X}_2$	1

Il y a deux fonctions irréductibles qui sont :

$X_1 X_2 + \overline{X}_1 \overline{X}_2$ et $X_1 \overline{X}_2 + X_2 \overline{X}_1$

Cette méthode est bien entendu assez peu intéressante car on est vite limité.

On sait qu'il y a 256 fonctions de 3 variables qui sont réparties en 22 classes, 65 536 fonctions de 4 variables réparties en 402 classes et 4 294 967 296 fonctions de 5 variables réparties en 1 228 158 classes.

2. 2. 2. - Représentations numériques des fonctions logiques.

Les fonctions logiques peuvent être représentées en notation binaire ou décimale.

Ainsi :

$T_{12} = \overline{W}\,\overline{X}\,\overline{Y}\,\overline{Z} + \overline{W}\,\overline{X}\,Y\,Z + \overline{W}\,X\,Y\,Z + W\,\overline{X}\,\overline{Y}\,\overline{Z} + W\,\overline{X}\,Y\,Z + W\,X\,Y\,\overline{Z}$

dont la correspondance binaire est :

$T_{12} = 0\,0\,0\,0 + 0\,0\,1\,1 + 0\,1\,1\,1 + 1\,0\,0\,0 + 1\,0\,1\,1 + 1\,1\,1\,0$

En décimale on aurait alors :

$T_{12} = 0 + 3 + 7 + 8 + 11 + 14$

qu'on représente symboliquement par : $\mathcal{E}\ (0, 3, 7, 8, 11, 14)$

Alors que la fonction :

$T_{12} = (X_1 + \overline{X}_2 + X_3)\,(X_1 + \overline{X}_2 + \overline{X}_3)\,(\overline{X}_1 + X_2)$

se représente symboliquement par :

$T_{12} = \overline{//}\ (2, 3, 4)$

2. 2. 3. - Représentations graphiques des fonctions logiques. Diagramme de Venne.

Dans le cas de 2 variables, il peut être intéressant d'utiliser le diagramme de Venne.

Sur la figure 2.9, si on pose à l'intérieur du cercle X et à l'extérieur $\overline{X}$ et qu'on fasse de même pour y, la partie hachurée de 2.9 b représente alors : $X\overline{Y} + XY + \overline{X}Y = X + Y$, alors que la partie hachurée de 2.9 c représente X Y.

Lorsque l'on a plus de 2 variables, la méthode précédente n'est plus intéressante et il faut alors représenter les différents termes produits d'une fonction logique par des noeuds qu'on joindra par des droites, des carrés, des cubes ou des hypercubes.

On a indiqué sur la figure 2.10 la représentation dans le cas d'une variable et dans le cas de deux variables.

Dans le cas du carré, on peut affecter à chaque côté la fonction somme des 2 fonctions noeuds qui se trouvent à chaque extrémité, on a ainsi pour la ligne X : $XY + X\overline{Y} = X$. Dans le cas de 3 variables, on a indiqué sur la figure 2.11 les 8 noeuds possibles.

La loi de jonction des noeuds est celle qui consiste à imposer qu'en suivant les segments de droite qui les joignent, en passant d'un noeud à l'autre, seule une variable doit changer de valeur.

La généralisation de ce principe conduit alors à attacher une fonction à chaque plan du cube somme des 4 noeuds d'extrémité. On aura par exemple le plan X opposé d'ailleurs au plan $\overline{X}$. On peut ainsi facilement vérifier que : $X\,Y + X\,Z + \overline{Y}\,Z = XY + \overline{Y}\,Z$. En effet, les segments X Y et Y Z contiennent les noeuds qui interviennent dans le segment X Z.

Dans le cas de 4 variables on a un hypercube qui comprend 16 noeuds. Les règles de formation de cet hypercube sont simples. On écrit en binaire les 16 combinaisons possibles et l'on porte ces combinaisons dans des colonnes, chaque colonne étant individualisée par le nombre de digits que contiennent les combinaisons qu'elle comprend. On joint alors

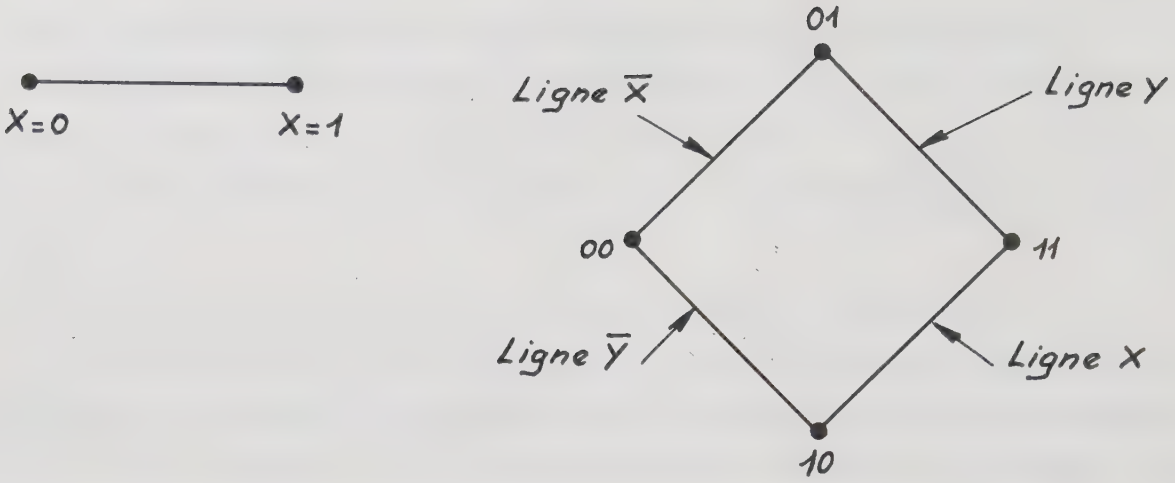


Fig : 2-10

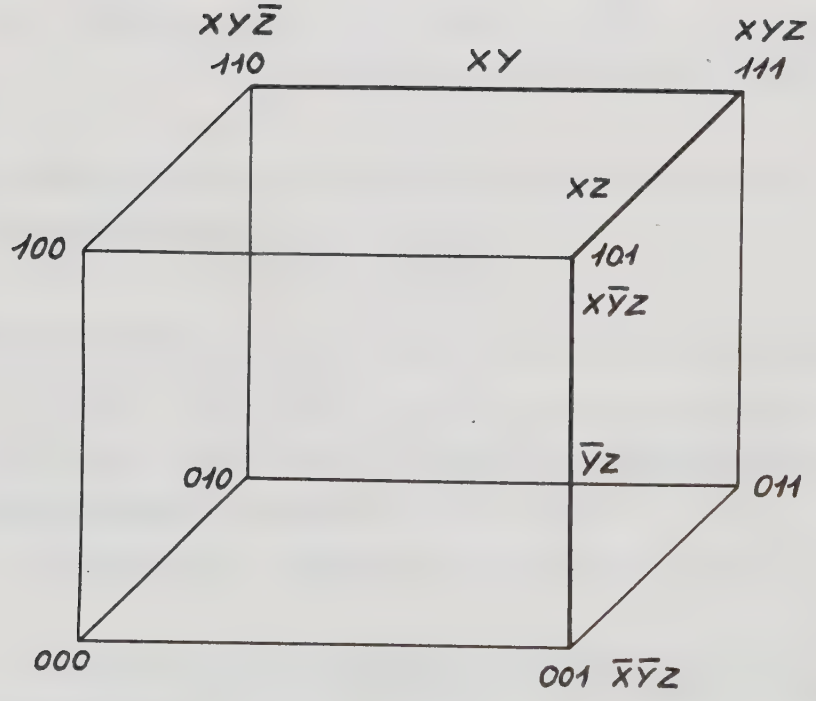


Fig : 2-11

entre eux les noeuds qui ne diffèrent que d'une seule variable (voir figure 2.12). Cette règle de jonction entraîne alors qu'à chaque noeud correspondent 4 variables, à chaque ligne 3, à chaque surface 2 et à chaque volume 1.

La distance entre noeuds est définie par le nombre de variables qui change en passant de l'un à l'autre. Ainsi par exemple la distance entre 0100 et 1001 est 3 puisque seules 3 des 4 variables ont changé de valeur.

La représentation graphique ainsi définie est intéressante car elle permet de mettre en évidence les termes adjacents et par suite certaines simplifications.

On a vu que lorsqu'on a plus de 2 variables, il n'est plus possible, dans le diagramme de Venne, d'utiliser des cercles ; il faut alors les déformer.

Sur la figure 2.13, on montre comment, dans le cas de 16 combinaisons de 4 variables, on peut par des déplacements convenables de variables arriver à grouper les termes de façon à pouvoir néanmoins tracer les diagrammes de Venne. On arrive ainsi à voir des régions dans lesquelles chaque variable est égale à 1 à l'intérieur et nulle à l'extérieur.

2.2.4. - Les cartes de Karnaugh.

La carte de Karnaugh est destinée à l'étude des combinaisons de 4 variables ; elle est dérivée de la carte de E.W. Weitch.

La figure 2.14 montre que, dans cette carte, les termes consécutifs des colonnes et des lignes sont adjacents et qu'il en est d'ailleurs de même pour les termes extrêmes de ces lignes et de ces colonnes. La correspondance décimale binaire figurée montre que cette disposition n'est pas toujours très pratique ; mais cet inconvénient est contrebalancé par tous les avantages de la carte de Karnaugh. La représentation d'une fonction

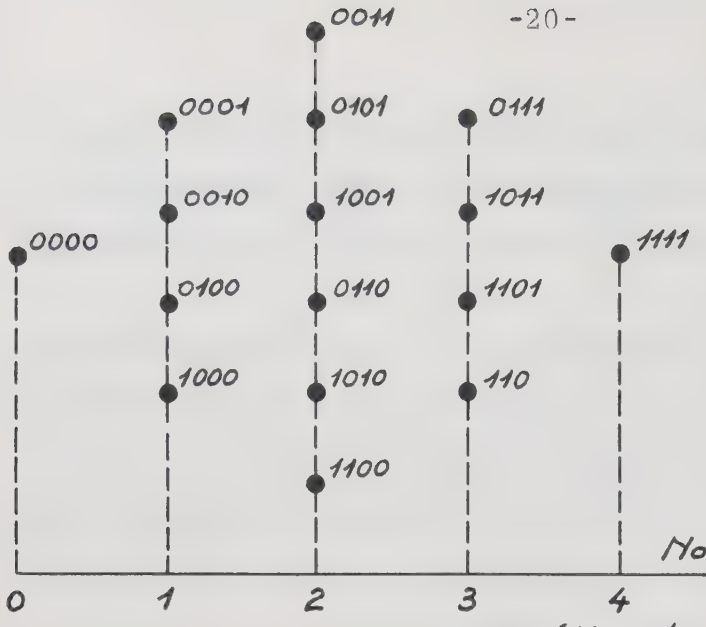


Fig : 2-12

(Nœuds de l'hypercube correspondant aux 10 combinaisons de 4 variables)

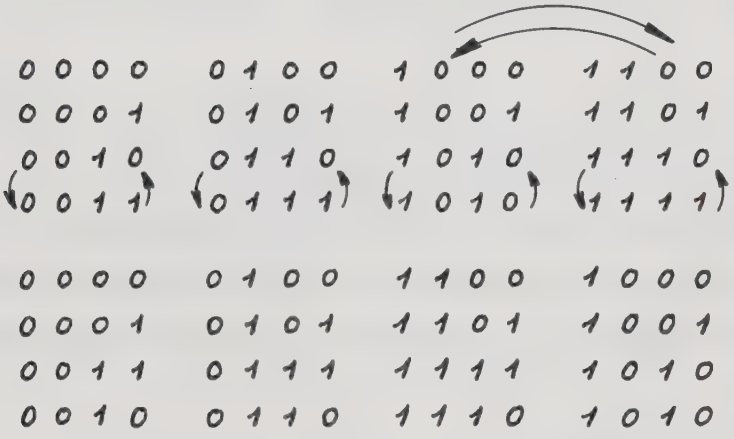
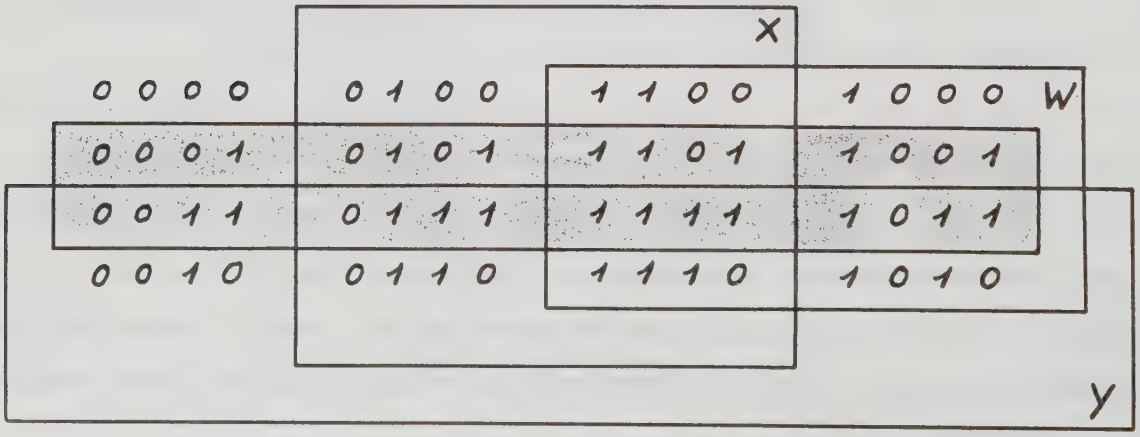


Fig : 2-13



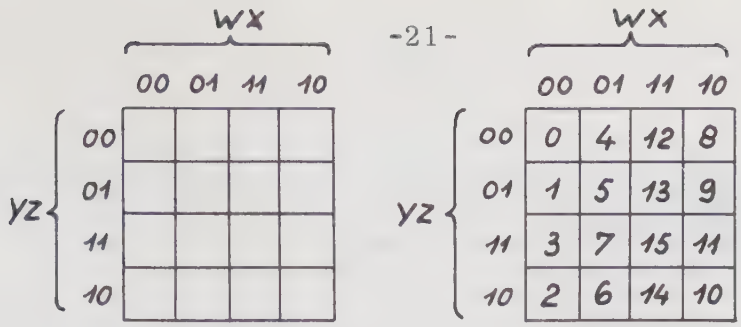


Fig : 2-14

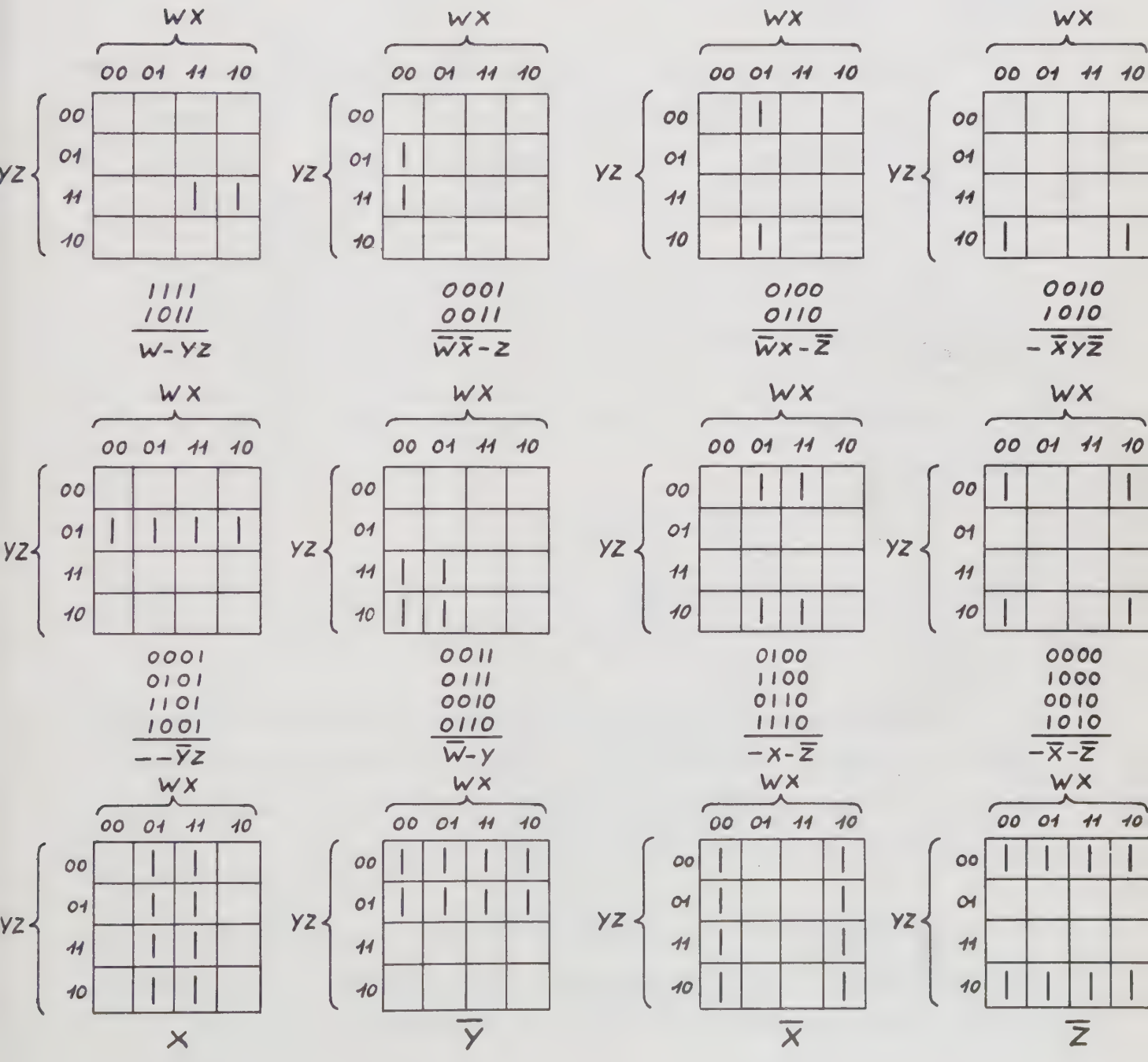


Fig : 2-15

logique de 4 variables est immédiate dans cette carte, que l'on fasse appel à l'écriture binaire ou décimale.

Les propriétés essentielles de la carte de Karnaugh sont indiquées sur la figure 2.15. Elles se déduisent essentiellement du théorème de l'algèbre de Boole $X + \overline{X} = 1$.

2 termes de 4 variables situés dans 2 cases consécutives se réduisent à 1 terme de 3 variables. 4 termes de 4 variables situés dans 4 cases consécutives se réduisent à 1 terme de 2 variables ; et pour 8 termes dans 8 cases consécutives on n'a plus qu'une seule variable.

Une des difficultés dans la simplification qui utilise la carte de Karnaugh est le groupement judicieux des termes adjacents.

Sur la figure 2.16, on a porté sur les cartes les fonctions logiques définies par :

$T = \mathcal{E}\,(3, 4, 5, 7, 11, 13, 15)$

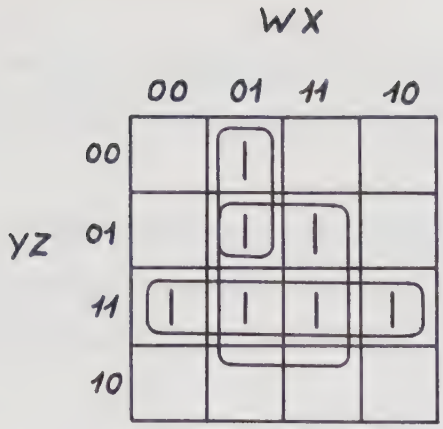
et $T = \mathcal{E}\,(0, 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8, 9, 11, 15)$

Les groupements de cases indiqués permettent d'aboutir aux fonctions :

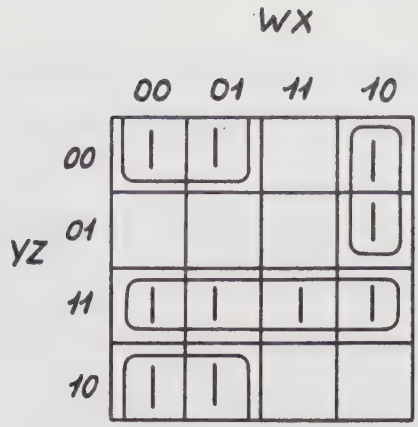
$T = \overline{W}\,X\,\overline{Y} + X\,Z + Y\,Z$ et $T = X\,\overline{Y} + Y\,Z + \overline{W}\,\overline{Z}$

Une particularité de la carte de Karnaugh est le cas où indifféremment une case peut contenir le digit 1 ou 0. On lui affecte alors la lettre grecque ϕ. Lorsqu'on détermine la fonction équivalente de la carte, on adopte la valeur qui convient le mieux aux simplifications.

Sur la figure 2.17 a, est indiquée la carte de Karnaugh qui correspond à une fonction logique donnée. On a sur la figure 2.17 b, la transformation adoptée pour cette carte en vue de simplifications. On peut, à

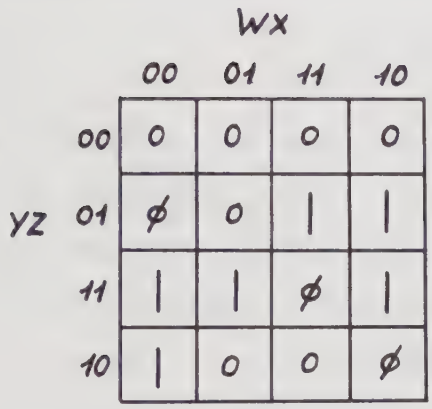


$T = \bar{W}X\bar{Y} + XZ + YZ$



$T = X\bar{Y} + YZ + \bar{W}\bar{Z}$

Fig : 2-16



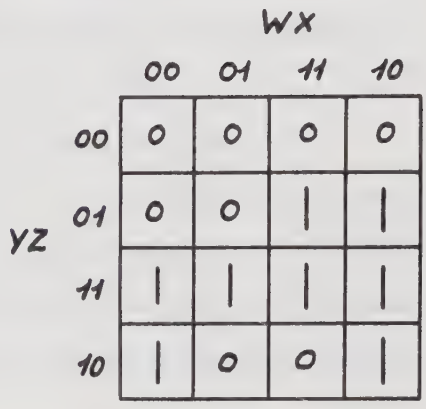


Fig : 2-17

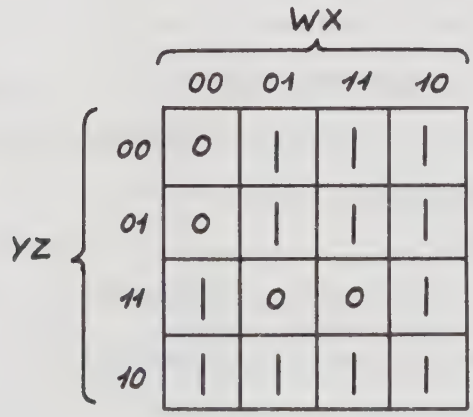


Fig : 2-18

partir de la carte de Karnaugh, mettre une fonction logique soit sous la forme d'une somme de produits ou sous la forme d'un produit de sommes.

Par exemple la figure 2.18 représente la carte de Karnaugh de la fonction $T = \overline{Y}\,X + W\,\overline{X} + Y\,\overline{Z} + Y\,\overline{X}$. La fonction qui correspond aux cases où se trouve le digit 0 est : $\overline{W}\,\overline{X}\,\overline{Y} + YZX$ et son complément est égal à T. On a alors :

$$T = \overline{W}\,\overline{X}\,\overline{Y} + Y\,Z\,X = (W + X + Y)\,(\overline{Y} + \overline{Z} + \overline{X})$$

Les propriétés des règles d'addition et de multiplication des cartes de Karnaugh sont indiquées sur la figure 2.19.

Pour la carte addition de 2 autres, on conserve bien entendu les cases où existe le digit 1 ; alors que pour la carte multiplication de 2 autres on ne conserve que les cases communes (c'est-à-dire qui contiennent chacune le digit 1). Ces règles d'addition et de multiplication sont très commodes pour faire certaines simplifications.

Dans le cas de plus de 4 variables, une des méthodes consiste alors à décomposer la fonction en plusieurs cartes de 4 variables. Par exemple dans le cas de 5 variables, figure 2.20, on peut utiliser 2 cartes où pour l'une, une des variables A est égale à 0 et pour l'autre A = 1. Pour 6 variables Karnaugh a suggéré l'utilisation de cubes qui comportent sur chaque face des cartes.

Il est d'ailleurs possible de faire des cartes de plus de 4 variables (à condition de grouper les valeurs de variables sous forme cyclique). Mais alors les manipulations sont beaucoup plus lourdes et les simplifications beaucoup moins évidentes.

Sur la figure 2.21, les formes cycliques sont indiquées pour une carte à 5 variables.

2.2.5.- Les méthodes d'optimation de Quine Mc Cluskey et Caldwell.

Ces méthodes sont applicables à une fonction d'un nombre quelconque de variables, à condition qu'elle se présente sous la forme d'une somme de produits. On écrit d'abord en binaire les différents termes de la fonction. On groupe ensuite les termes qui contiennent le même nombre de digits. On simplifie alors les termes adjacents en opérant de proche en proche jusqu'à arriver à des termes irréductibles. Sur la figure 2.22, le mode de simplification précédent est appliqué à la fonction :

$$T = \mathcal{E}\left[0,\ 1,\ 2,\ 3,\ 4,\ 6,\ 7,\ 8,\ 9,\ 11,\ 15\right]$$

Il s'agit alors de trouver le minimum de termes parmi A, B, C, D, E, F pour écrire la fonction T.

Sur la figure 2.23, on indique alors la marche à suivre, on porte sur une ligne horizontale les termes de la fonction T et sur une colonne verticale les termes A, B, C, D, E, F. Dans la ligne de chaque terme irréductible on porte une croix en face de chaque terme dont A est l'aboutissement. Le choix du terme irréductible C par exemple élimine toutes les colonnes dont un terme fait partie de la ligne jorizontale de C. On voit sur l'exemple figuré que le choix judicieux à faire est de prendre les termes irréductibles B, C, F. On aura ainsi :

$$T = \overline{X}\,\overline{Y} + \overline{W}\,\overline{Z} + Y\,Z$$

Le choix à faire en dernière étape n'est pas toujours facile.

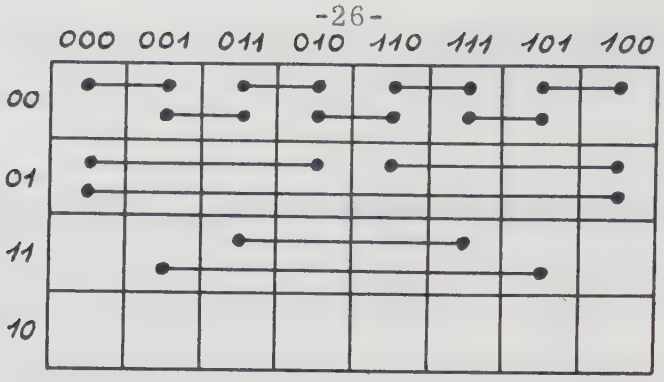


Fig : 2-21

0,	0 0 0 0
1	0 0 0 1
2	0 0 1 0
4	0 1 0 0
8	1 0 0 0
3	0 0 1 1
6	0 1 1 0
9	1 0 0 1
7	0 1 1 1
11	1 0 1 1
15	1 1 1 1

0,1	0 0 0 –
0,2	0 0 – 0
0,4	0 – 0 0
0,8	– 0 0 0
1,3	0 0 – 1
1,9	– 0 0 1
2,3	0 0 1 –
2,6	0 – 1 0
4,6	0 1 – 0
8,9	1 0 0 –
3,7	0 – 1 1
3,11	– 0 1 1
6,7	0 1 1 –
9,11	1 0 – 1
7,15	– 1 1 1
11,15	1 – 1 1

0,1,2,3	0 0 – – A
0,1,8,9	– 0 0 – B
0,2,4,6	0 – – 0 C
1,3,9,11	– 0 – 1 D
2,3,6,7	0 – 1 – E
3,7,11,15	– – 1 1 F

$T = \sum 0,1,2,3,4,6,7,8,9,11,15$

Fig : 2-22

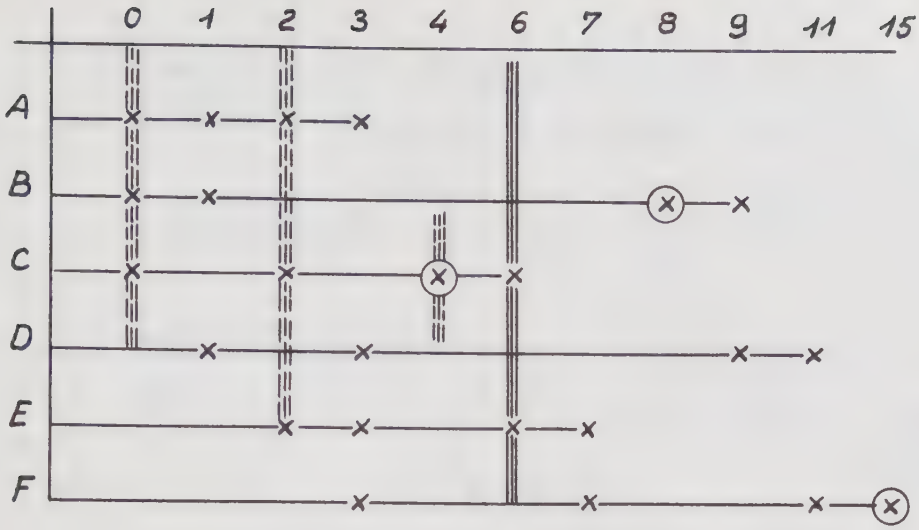


Fig : 2-23

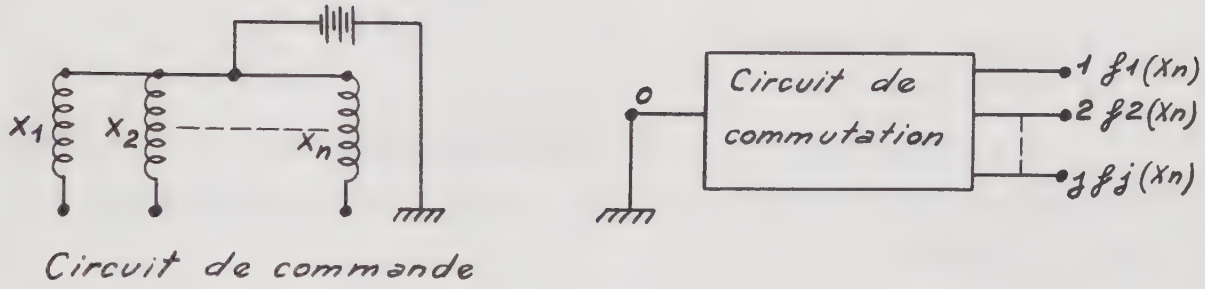


Fig : 2-24

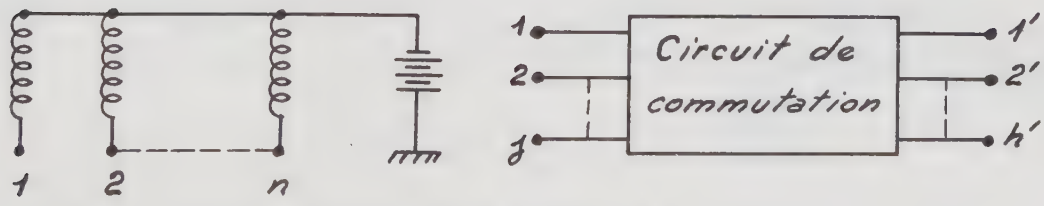


Fig : 2-25

Lorsqu'on a des termes dans la somme de produits définition logique de la fonction qui sont indifférents (c'est-à-dire peuvent prendre la valeur 0 ou 1) on les groupe. On aura par exemple :

$$T = \mathcal{E}(2, 3, 7, 9, 11, 13) + \mathcal{E}_{\phi}(1, 10, 15)$$

On procède de la même façon que pour l'exemple précédent, mais dans l'établissement du tableau, on ne retient alors que les termes : 2, 3, 7, 9, 11 et 13.

2.3. - Les circuits à plusieurs sorties.

2.3.1. - Définitions.

Il y a deux types de circuits à plusieurs sorties : ceux qui possèdent une seule entrée et plusieurs sorties et ceux qui ont plusieurs entrées et plusieurs sorties.

Dans le cas de circuits à relais, le premier type de circuit a la configuration indiquée figure 2.24. On a ici :

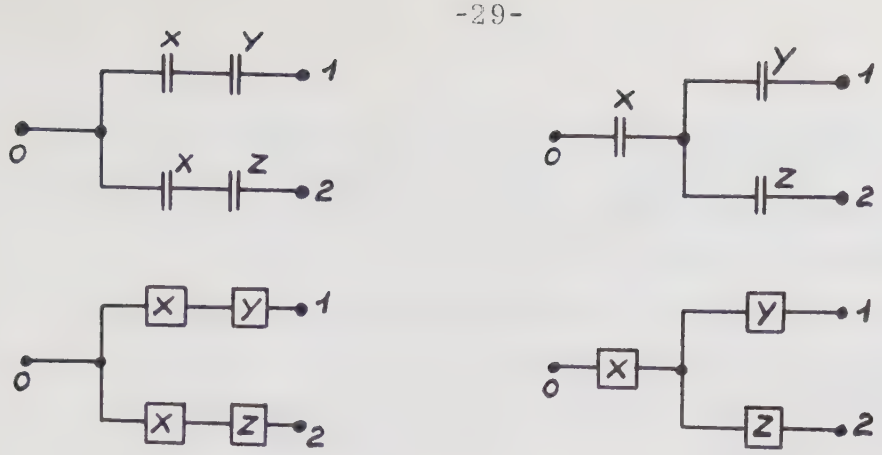
$$T_j = f_j\ (Xn)$$

Dans le cas de circuits à relais, le deuxième type de circuit à la configuration indiquée figure 2.25. On a ici :

$$T_{jk}1 = f\ (Xn)$$

2.3.2. - Circuits à 3 sorties avec le même élément série.

Ces circuits indiqués figure 2.26 doivent réaliser les fonctions $T_{01} = XY$, $T_{02} = XZ$ en mettant X en facteur on obtient bien entendu les simplifications figurées.



□ Indique une fonction logique

Fig : 2-26

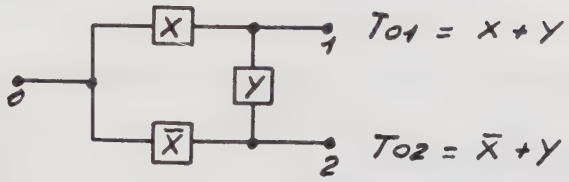


Fig : 2-27

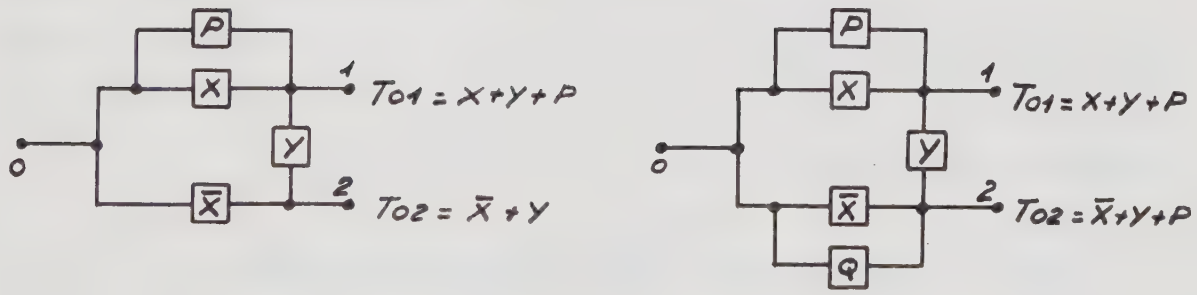


Fig : 2-28

Un cas particulier est celui où $T_{01} = X + Y$ et $T_{02} = \overline{X} + Y$
En appliquant les théorèmes $X + \overline{X}Y = X + Y$ et $\overline{X} + XY = \overline{X} + Y$, on obtient alors le circuit de la figure 2.27.

Le fait d'ajouter à X un circuit en parallèle ne modifie pas le couplage entre les deux sorties. En effet :

$$T_{02} = \overline{X} + XY + PY = \overline{X} + Y \quad \text{(voir figure 2.28)}$$

et $$T_{01} = X + Y + P$$

Un autre cas particulier intéressant est celui où les deux fonctions de transmission sont des sommes qui ont un terme commun. Exemple :

$$T_{01} = X + Y \qquad T_{02} = X + Z$$

On ne peut pas, bien entendu, mettre X en commun aux 2 sorties car on obtient une solution étrangère, mais on peut en développant T_{01} par rapport à Y, obtenir les circuits indiqués figure 2.29. $\overline{Y}$ et $\overline{Z}$ apparaissent alors qu'un des 2 X a disparu. Ceci peut être intéressant dans le cas où X est une fonction complexe.

2.3.3. - Circuits à sorties complémentaires.

Ce sont des circuits du type de celui indiqué figure 2.30 a. Si l'on met les fonctions complémentaires l'une de l'autre sous forme de produit et de somme, on obtient le circuit de la figure 2.30 b qui peut facilement se mettre sous la forme du circuit de la figure 2.30 c.

2.3.4. - Synthèse des circuits à plusieurs sorties.

On ne tiendra compte ici que des circuits à 3 sorties. Les 2 formes classiques sont alors les formes en Y ou en Δ indiquées figure 2.31.

Exemple d'application à partir des fonctions entre noeuds ; nous

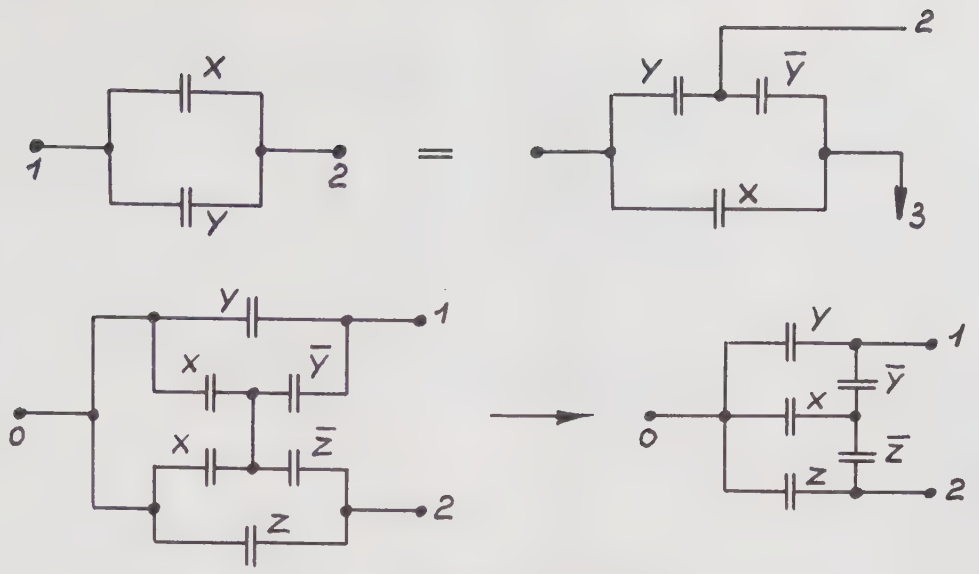


Fig : 2-29

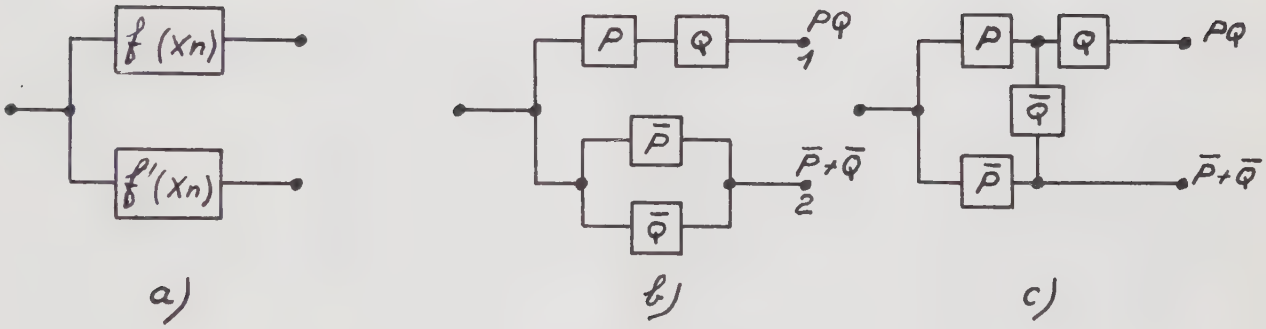


Fig : 2-30

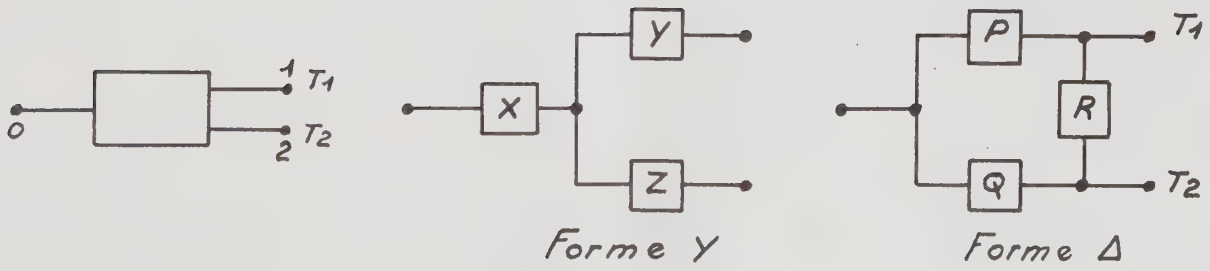


Fig : 2-31

allons essayer d'établir les constituants du circuit. Soit :

$$T_{01} = XY = A(B\overline{C} + D)$$
$$T_{02} = XZ = A\overline{B}D + \overline{A}BC\overline{D}$$
$$T_{12} = YZ = \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}D + \overline{B}D$$

Entre X, Y, Z et X Y, X Z, YZ, on a la correspondance indiquée ci-dessous :

X Y	X Z	Y Z	
0	0	0	X = Y = Z = 0 (ou seul X ou Y ou Z = 1)
0	0	1	Y = Z = 1 X = 0
0	1	1	Impossibilité : aucune valeur pour X, Y, Z
1	1	1	X = Y = Z = 1

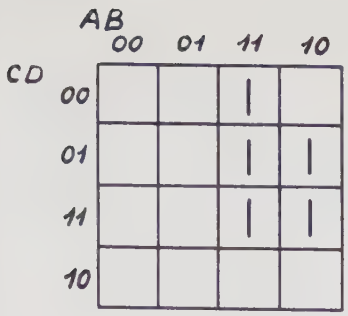
On commence alors par tracer les cartes de Karnaugh comme indiqué sur la figure 2.32 a et en déduire le tableau de la figure 2.32 b. Il y a bien entendu dans ce tableau des valeurs indéterminées pour X, Y, Z. Ces valeurs sont très intéressantes car elles permettent de compléter judicieusement les cartes de Karnaugh représentées figure 2.32 c. On en déduit alors facilement :

$$\begin{cases} X = AB + C\overline{D} + AB \\ Y = \overline{C} + D \\ Z = \overline{A}B + \overline{B}D \end{cases}$$

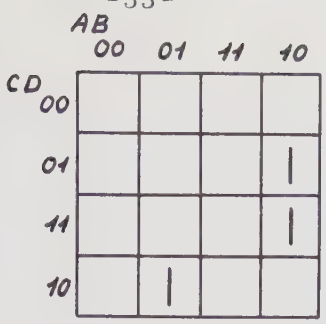
On aurait pu avoir pour X, Y, Z les cartes de Karnaugh indiquées figure 2.32 d et ces cartes auraient conduit encore à :

$$\begin{cases} X = AB + C\overline{D} + AB \\ Y = \overline{C} + D \\ Z = \overline{A}B + \overline{B}D \end{cases}$$

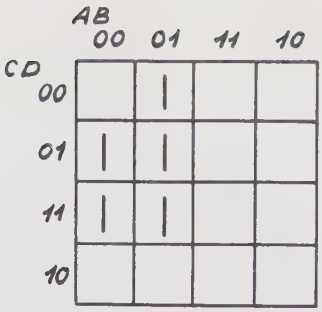
Dans cet exemple, on a pu solutionner le problème car $T_{12} = YZ$



xy



xz

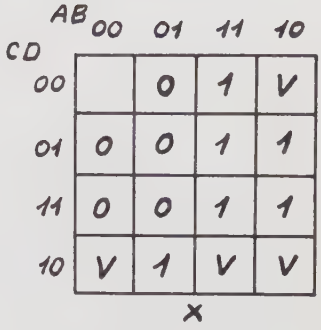


yz

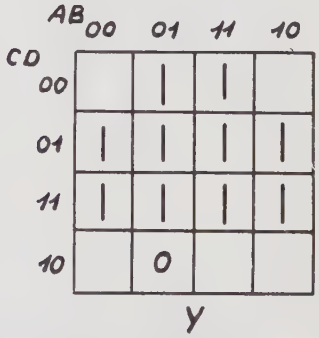
Fig : 2-32 a

A	B	C	D	xy	xz	yz	x,	y,	z
0	0	0	0	0	0	0	—	—	—
0	0	0	1	0	0	1	0	1	1
0	0	1	0	0	0	0	—	—	—
0	0	1	1	0	0	1	0	1	1
0	1	0	0	0	0	1	0	1	1
0	1	0	1	0	0	1	0	1	1
0	1	1	0	0	1	0	1	0	1
0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
1	0	0	0	0	0	0	—	—	—
1	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	0	0	0	0	—	—	—
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	0	0	1	1	0
1	1	0	1	1	0	0	1	1	0
1	1	1	0	0	0	0	—	—	—
1	1	1	1	1	0	0	1	1	0

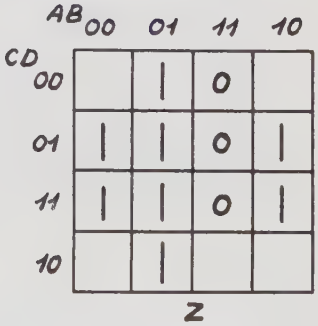
Fig : 2-32 b



x



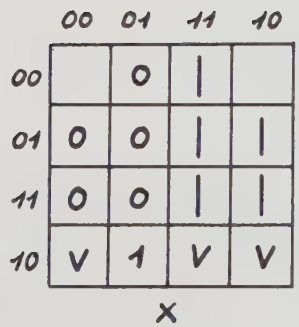
y



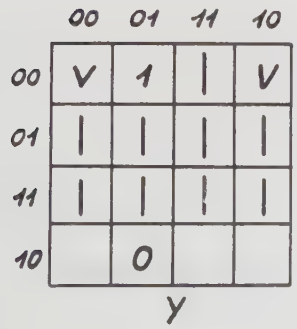
z

Fig : 2-32 c

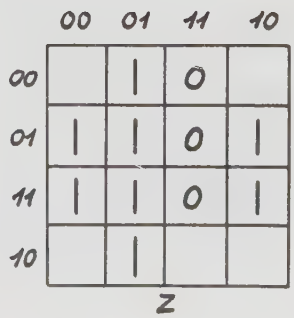
Fig : 2-32 d



x



y



z

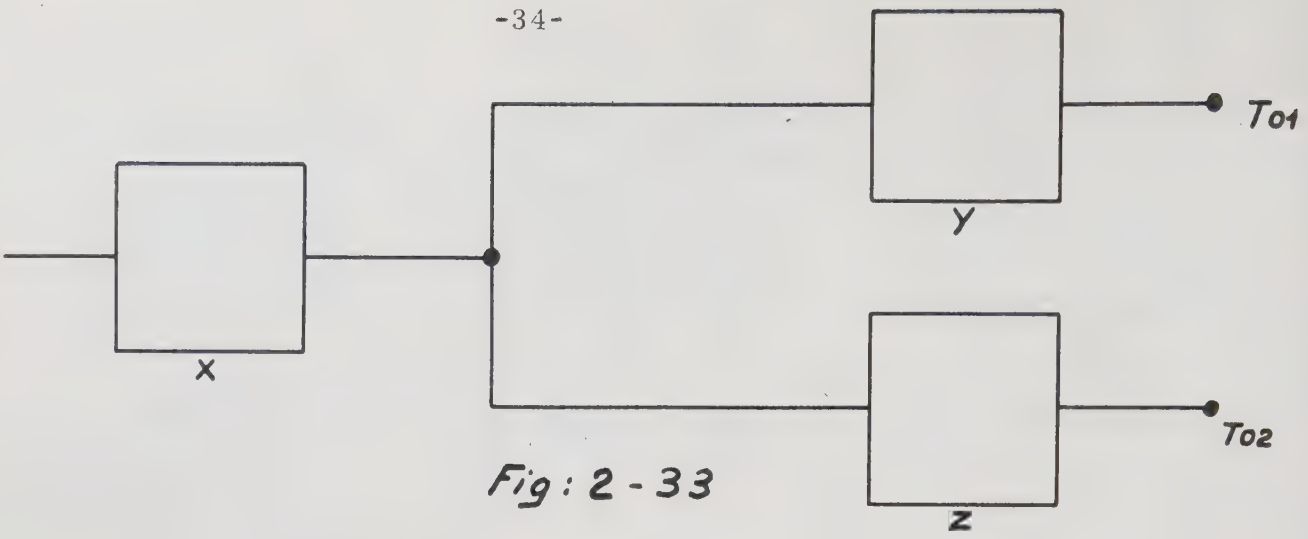


Fig : 2 - 33

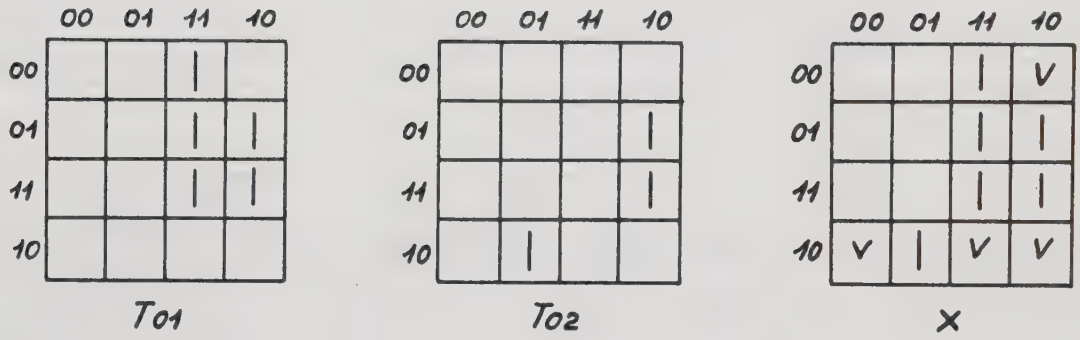


Fig : 2-34 a

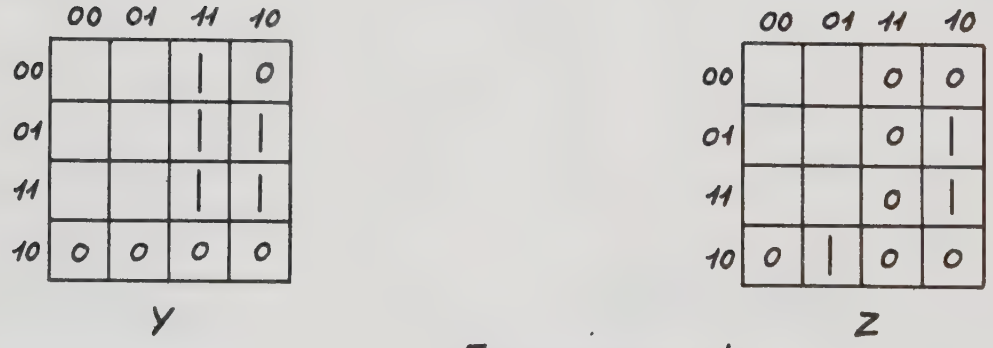


Fig : 2-34 b

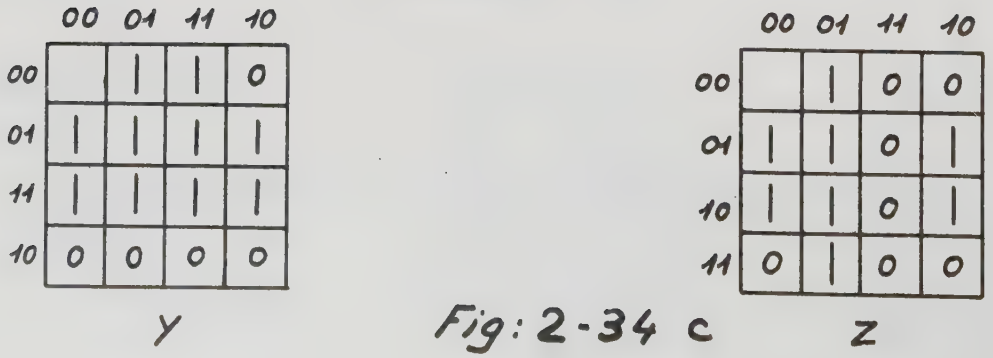


Fig : 2-34 c

était donné très souvent seul. $T_{01} = XY$ et $T_{02} = XZ$ sont donnés et il n'est pas toujours possible de supposer $T_{12} = T_{01} \cdot T_{02}$

Lorsque la forme Y est utilisable, on peut utiliser alors la cascade de cartes de Karnaugh comme indiqué figure 2.33. On a $T_{01} = X\,Y$ et $T_{02} = X\,Z$ et les règles de formation sont les suivantes :

La carte de X doit contenir tous les 1 des cartes T_{01} et T_{02}
" " Y " " " 1 de la carte T_1
" " Z " " " 1 de la carte T_2

De plus, pour $T_1 = 0$, X ou Y doit être nul.

De même, pour une case de T_2 égale à 0, la case correspondante de X ou Z doit être nulle.

Exemple d'application : soit $T_{01} = A\ (B\overline{C} + D)$

$T_{02} = A\,\overline{B}\,D + \overline{A}\,B\,C\,\overline{D}$

D'après les règles précédentes, il est facile de trouver la carte X comme indiqué figure 2.34 a. On peut alors adopter pour Y et Z les valeurs indiquées figure 2.34 b, ce qui conduit à :

$X = A + C\,\overline{D}$

$Y = B\,\overline{C} + D$

$Z = \overline{A}\,B + \overline{B}\,D$

On aurait pu adopter pour Y et Z les valeurs indiquées figure 2.34 c, ce qui aurait conduit à :

$X = A + C\,\overline{D}$

$Y = D + A\,\overline{C}$

$Z = \overline{A}\,B + \overline{B}\,D$

Pour un circuit de la forme $\triangle$ avec $T_{01} = P + Q\,R$ et $T_{02} = Q + P\,R$, si T_{01}, T_{02}, P, Q, R sont représentés par des cartes de Karnaugh, les règles de formation de ces cartes sont :

La carte de P doit contenir tous les 0 de T_{01}

La carte de Q doit contenir tous les 0 de T_{02}

Les cases de R doivent être nulles si les cases correspondantes de T_{01} et T_{02} sont telles que $T_{01} \neq T_{02}$

Les cases de R sont indéterminées pour les cases correspondantes de T_1 et T_2 telles que $T_1 = T_2$.

Si i désigne l'ordre d'une case de la table de Karnaugh :

$P_i = 0$ et $Q_i = 0$ si $T_{01_i} = 0$ et $T_{02_i} = 1$

$P_i = 1$ et $Q_i = 0$ si $T_{01_i} = 1$ et $T_{02_i} = 0$

Pour toutes les autres valeurs de i pour lesquelles $T_{01_i} = T_{02_i} = 1$ il faut qu'au moins 2 des 3 cartes P, Q, R contiennent une valeur 1 dans leurs cases i correspondantes.

Ces règles qui, à priori, paraissent complexes, peuvent s'appliquer très simplement dans des cas pratiques et sont de grande utilité.

Exemple d'application : $T_{01} = \bar{A}\,B\,D + A\,C + B\,C$

$T_{02} = \bar{A}\,B + A\,C\,D$ forme $\triangle$

On a tracé les cartes correspondantes sur la figure 2.35 a. L'application des premières règles énoncées conduisent aux cartes de P, Q, R indiquées figure 2.35 b. L'application de la dernière règle laisse de grandes possibilités pour les simplifications éventuelles et conduit aux

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	1	0	0
11	0	1	1	1
10	0	1	1	1

T_{01}

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	1	0	0
01	0	1	0	0
11	0	1	1	1
10	0	1	0	0

T_{02}

Fig : 2-35 a

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0		0	0
11	0			
10	0		1	1

P

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	1	0	0
01	0		0	0
11	0			
10	0		0	0

Q

CD \ AB	00	01	11	10
00	ϕ	0	ϕ	ϕ
01	ϕ	ϕ	ϕ	ϕ
11	ϕ	ϕ	ϕ	ϕ
10	ϕ	ϕ	0	0

R

Fig : 2-35 b

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	0	0
11	0	1	1	1
10	0	1	1	1

P

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	1	0	0
01	0	1	0	0
11	0	1	0	0
10	0	1	0	0

Q

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	1	1	1	1
11	1	1	1	1
10	0	0	0	0

R

Fig : 2-35 c

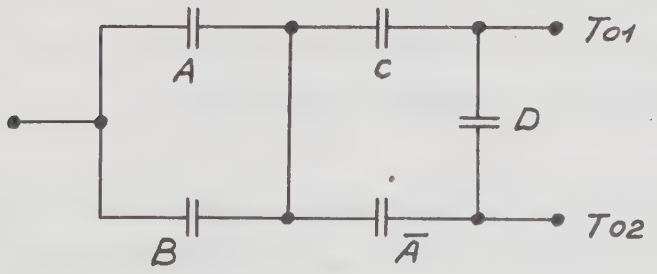


Fig : 2-35 d

cartes de la figure 2.35 c. Et il est alors facile de tracer le circuit de la figure 2.35 d.

2.3.5. - Relations logiques entre les circuits à 3 sorties de la forme Y ou Δ.

A partir des notations indiquées sur la figure 2.36, les notations indiquées ci-dessous sont faciles à déduire :

$P = X Y \overline{Z}$ $\quad Q = X Z$ $\quad R = Y Z$

$P = X Y$ $\quad Q = X \overline{Y} Z$ $\quad R = \overline{X} Y Z$

$X = P + Q$ $\quad Y = P + R$ $\quad Z = Q + R$

ou :

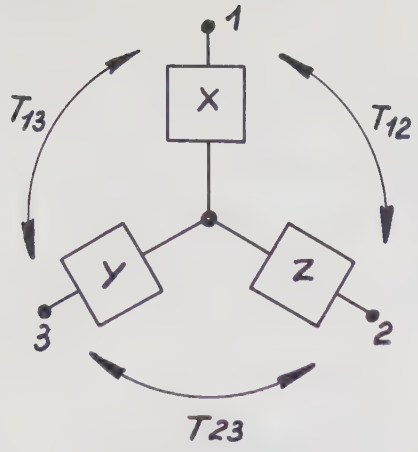
$X = P+Q+\overline{R}$ $\quad Y = P+R+\overline{Q}$ $\quad Z = Q+R+\overline{P}$

2.3.6. - Applications au cas des relais électromécaniques.

On voit qu'il y a deux façons de contrôler le fonctionnement d'un relais électromécanique : la méthode série et la méthode parallèle. Ces deux méthodes sont indiquées figure 2.37. Elles sont complémentaires l'une de l'autre et il va sans dire qu'il en est de même pour les fonctions qui constituent X.

La méthode série revient à alimenter les relais à tension constante (figure 2.37) alors que la méthode parallèle revient à les alimenter à courant constant (figure 2.38). On préfère d'ailleurs dans ce dernier cas insérer dans les enroulements des résistances additionnelles et alimenter les relais à tension constante, figure 2.39.

Signalons que la commande parallèle d'un relais présente des inconvénients, il y a en permanence consommation de courant et le temps



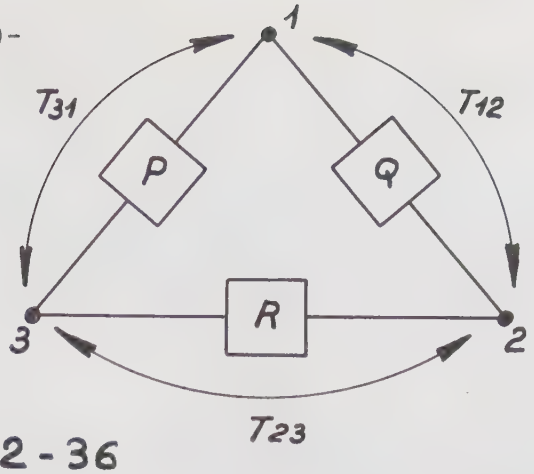


Fig : 2-36

Fig : 2-37 a

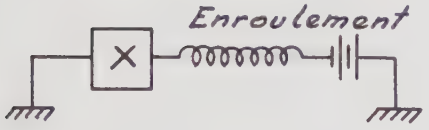
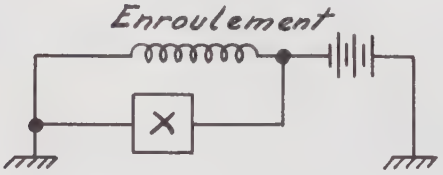
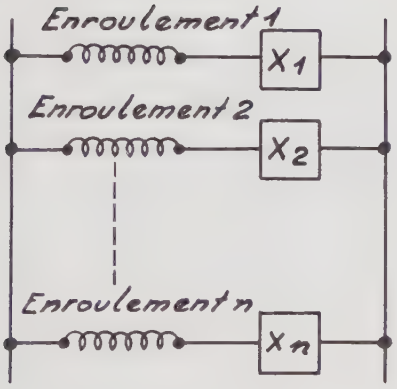


Fig : 2-37 b





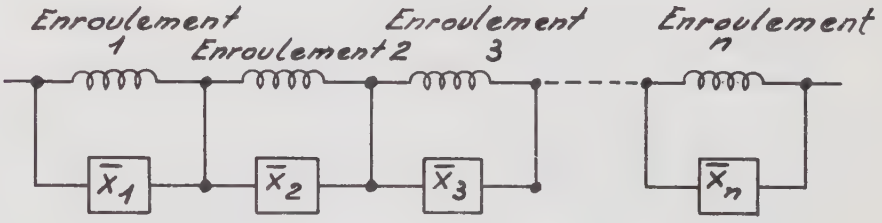
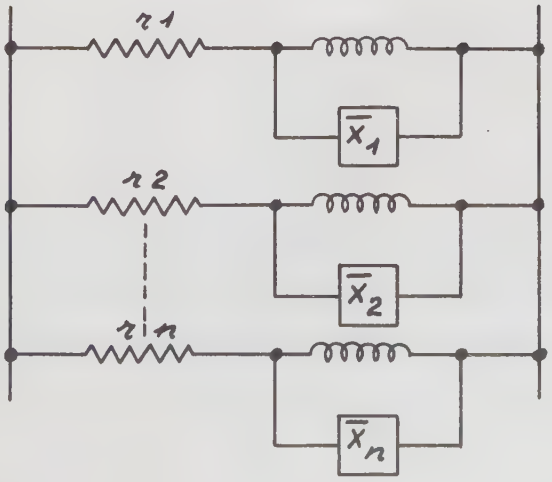


Fig : 2-38

Fig : 2-39



d'ouverture augmente étant donné qu'il y a fermeture en court circuit de l'enroulement de commande. On peut d'ailleurs avoir pour un même relais une commande série et une commande parallèle (figure 2.40). Le relais est alimenté si X = 1 et Y = 0.

L'optimisation des circuits de commande se fait en utilisant des cartes de Karnaugh ; on attache bien entendu une fonction T à chaque relais.

Les règles de formation des cartes vont être alors données ici à partir d'un exemple.

Supposons ici : $T_{01} = A\ (B\ \overline{C} + D)$

$T_{02} = A\ \overline{B}\ C + \overline{A}\ B\ C\ \overline{D}$

pour un circuit indiqué figure 2.41.

On commence par écrire les cartes T_{01} et T_{02}, figure 2.42.

Les règles de formation des cartes de X, Y, Z sont alors, en désignant par i l'ordre des cases des cartes :

Si $T_{01_i} = T_{02_i} = 1$	on doit avoir	$X_i = 1$
Si $T_{01_i} = 1$	" " "	$Y_i = 0$
Si $T_{02_i} = 1$	" " "	$Z_i = 0$
Si $T_{01_i} = 1$ et $T_{02_i} = 0$	" " "	$Z_i = 1$
Si $T_{02_i} = 1$ et $T_{01_i} = 0$	" " "	$Y_i = 1$

L'application de ces règles conduit aux cartes de la figure 2.43. On ne peut pas compléter les cartes figurées de n'importe quelle manière ; il faut en effet respecter encore les règles suivantes :

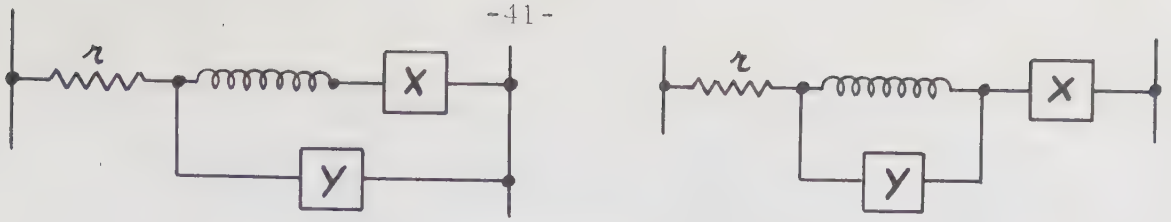


Fig : 2-40

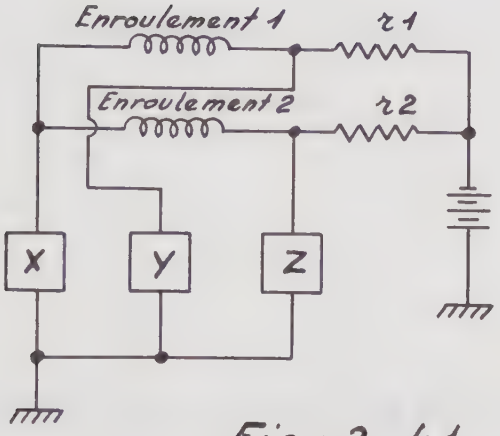


Fig : 2-41

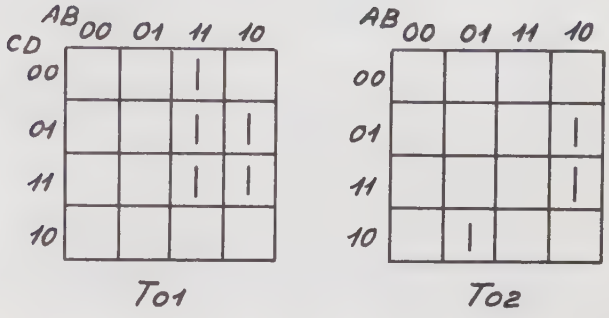


Fig : 2-42

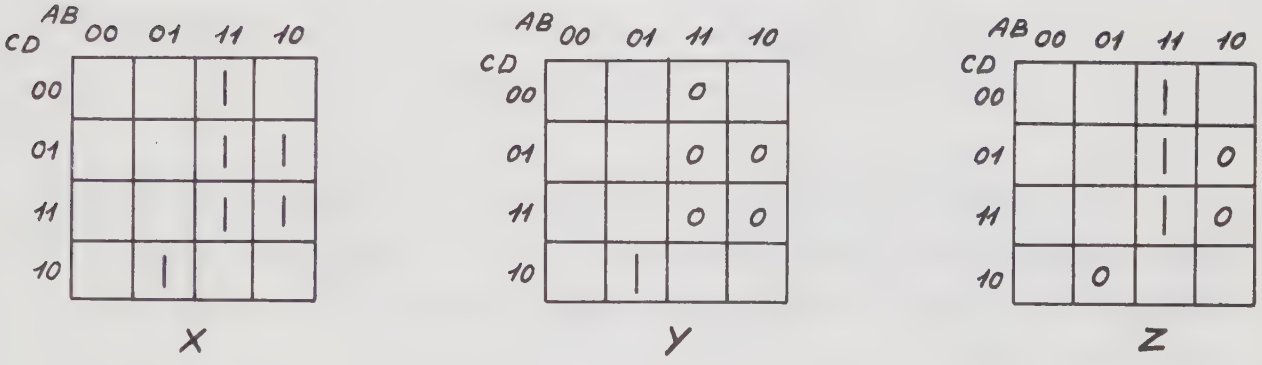


Fig : 2-43

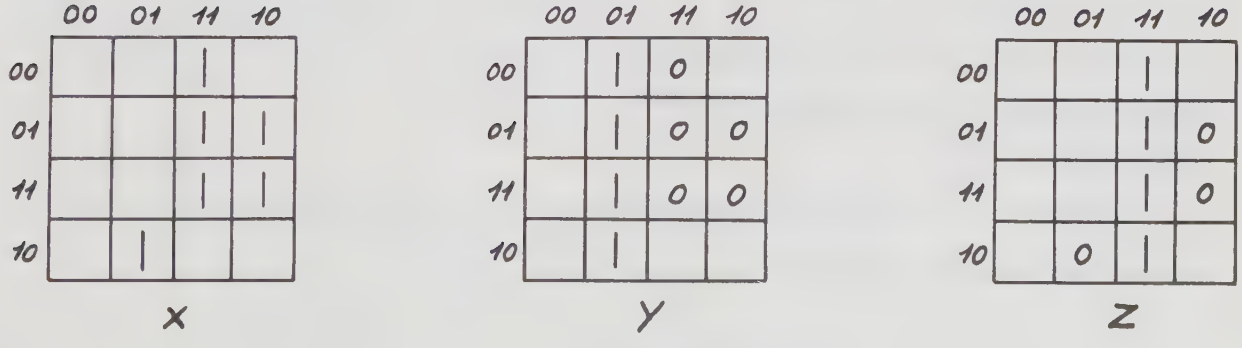


Fig : 2-44

Si $X_i = 0$ alors Y_i et Z_i sont indéterminées

Si $X_i = 1$ alors $Y_i = Z_i = 1$

Si $Y_i = Z_i = 1$ alors X_i est indéterminée.

On aboutit aux cartes de la figure 2.44 dont le développement donne :

$$X = A\,D + A\,B\,\overline{C} + \overline{A}\,B\,C\,\overline{D}$$

$$Y = \overline{A}\,B$$

$$Z = A\,B$$

ce qui conduit au circuit de la figure 2.45

2.3.7.- Cas particulier important des circuits à plusieurs sorties : les circuits en éventail.

Il y a 4 types de circuits en éventail possibles : 2 à tension d'alimentation constante et 2 à courant d'alimentation constant.

Pour les types à tension d'alimentation constante, la transmission peut être établie, soit entre une entrée commune et une sortie particulière choisie, soit entre une entrée commune et toutes les sorties sauf une (voir figure 2.46).

Pour les types à courant d'alimentation constant, un court-circuit peut être appliqué à toutes les sorties excepté à une particulière, ou bien un court-circuit peut être appliqué à deux sorties adjacentes choisies et à deux seulement (voir figure 2.47).

Pour les différents types de circuits, le nombre de contacts est donné par les formules :

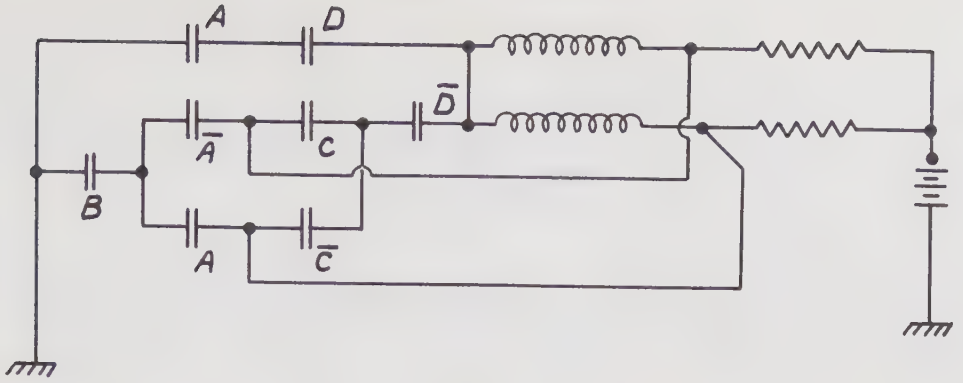


Fig : 2-45

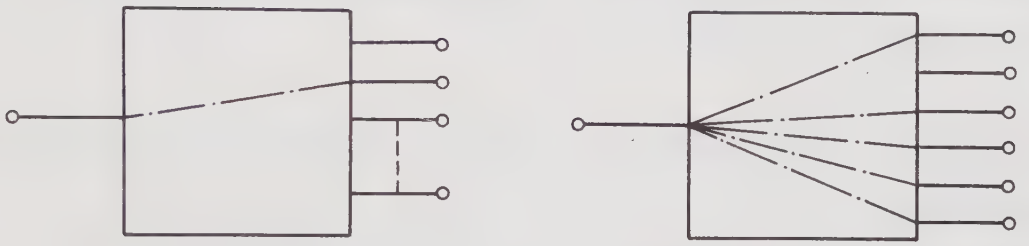


Fig : 2-46

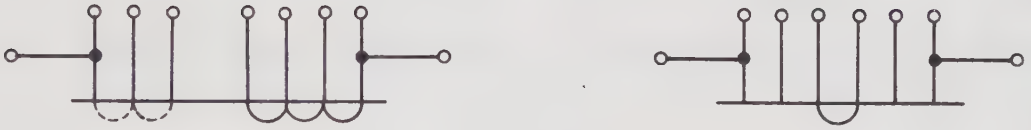


Fig : 2-47

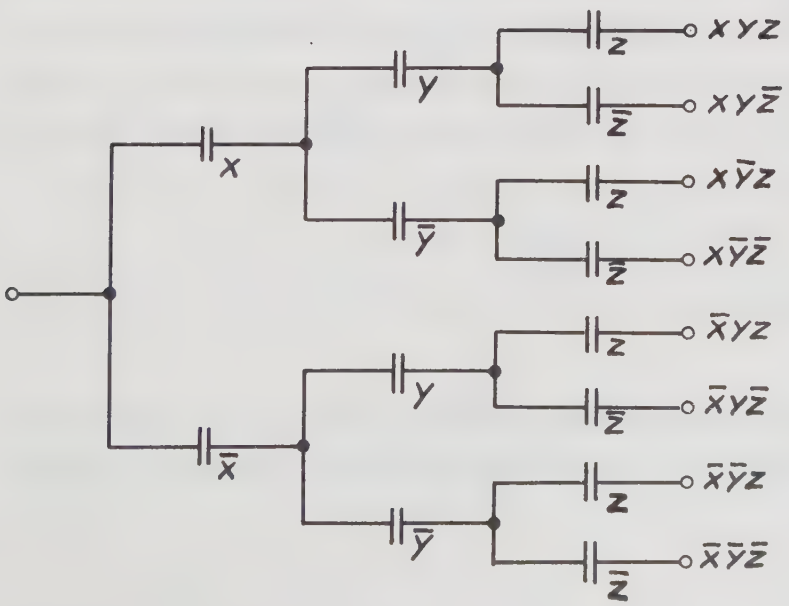


Fig : 2-48

Type 1	$3\,(2^n - 1)$	Alimentation à tension constante
Type 2	$3\,(2^{n+1}) - 9$	
Type 3	$3\,(2^n - 1)$	Alimentation à courant constant
Type 4	$3.2^{n+1} - 8$	

Sur la figure 2.48, on a indiqué un circuit du 1er type (alimentation à tension constante). En général, il n'y a pas de grande simplification à faire excepté la suppression des cascades de contacts qui aboutissent aux sorties inutiles.

La figure 2.49 représente un circuit du type 2 (alimentation à tension constante).

La figure 2.50 représente un circuit du type 3 (alimentation à courant constant).

On a figuré le chemin à suivre pour ne pas court-circuiter l'enroulement du relais sélecté.

La figure 2.51 représente un circuit du type 4 (alimentation à courant constant).

Pour les circuits du type 1, le nombre de contacts dans le cas de 3 variables est $4 = 2^{3-1}$. On peut rechercher une meilleure répartition des contacts (plus uniforme) de façon à ne pas être gêné par le nombre de contacts disponibles sur un relais électromécanique donné. SHANNON qui a beaucoup étudié ce problème ne donne pas de règles générales.

Pour 3 variables on peut avoir la combinaison 1, 2, 4 ou 1, 3, 3 (figure 2.52).

Pour 4 variables, on peut avoir beaucoup plus de combinaisons puisqu'il faut alors tenir compte des combinaisons possibles obtenues

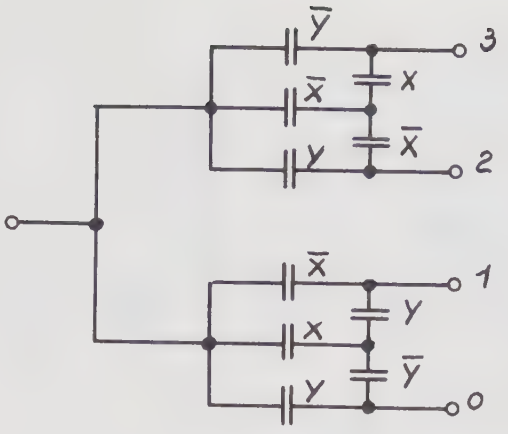


Fig : 2 - 49

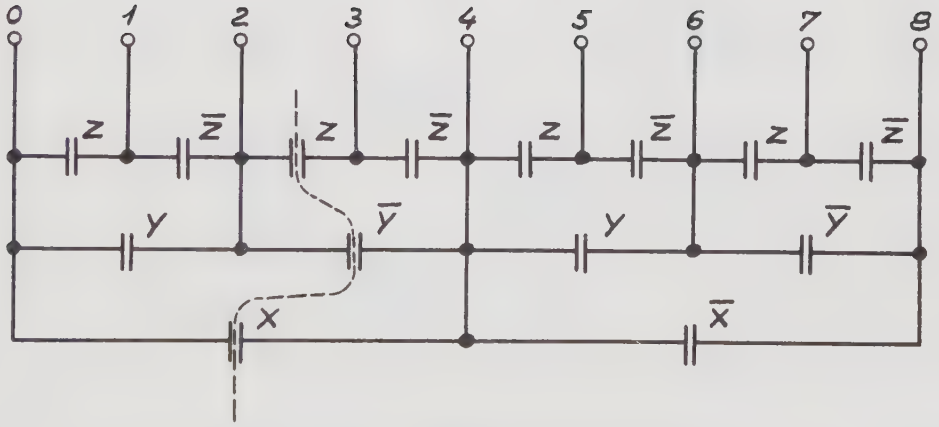


Fig : 2 - 50

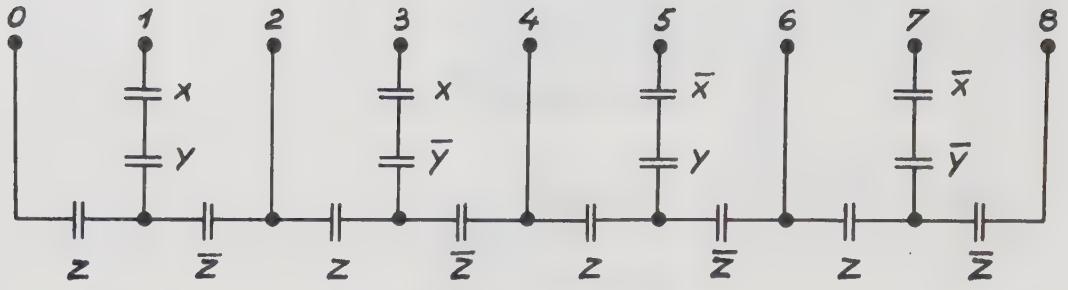


Fig : 2 - 51

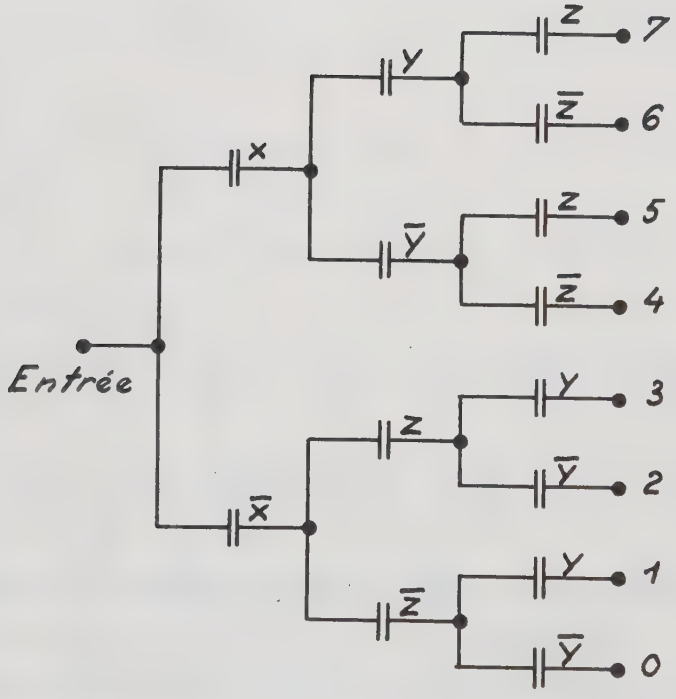


Fig : 2 - 52

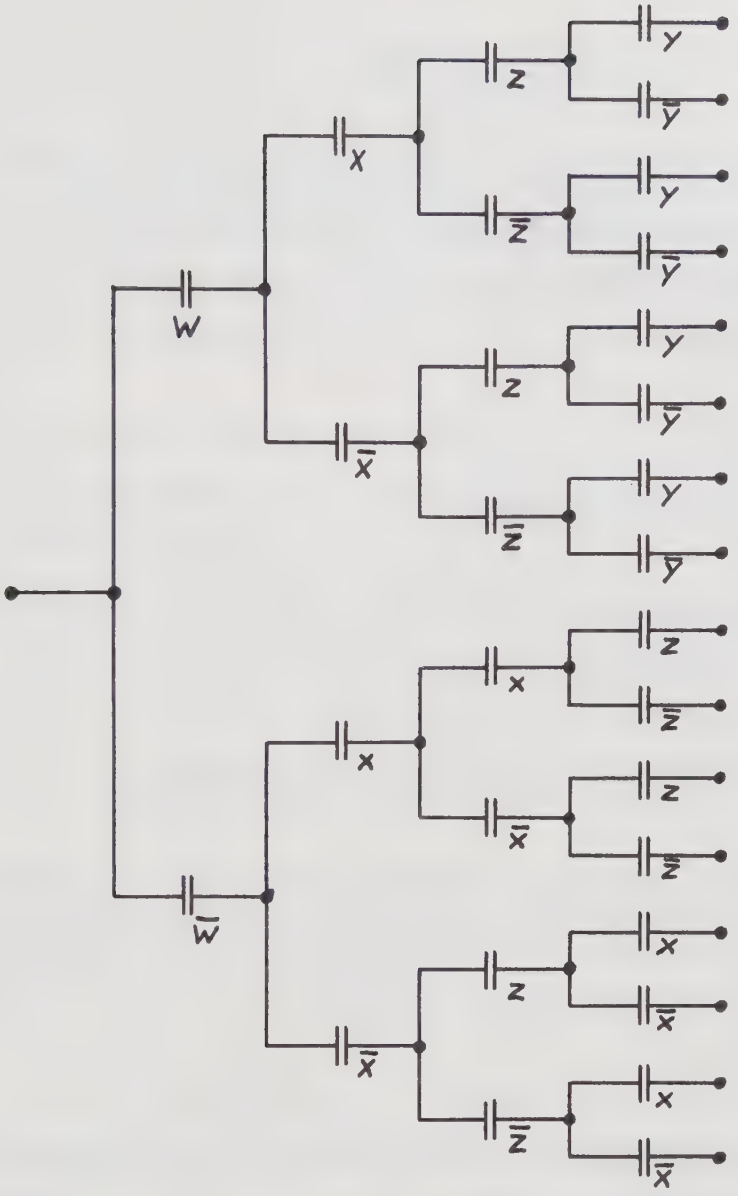


Fig: 2-53

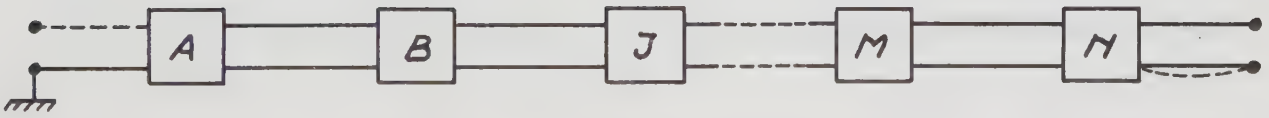


Fig: 2-54

en séparant les 2 circuits (figure 2.53).

Une des règles consiste à dire qu'après avoir écrit la succession des contacts possibles, on se déplace des valeurs élevées vers les valeurs les plus basses (pour 4 variables on peut avoir 4 combinaisons possibles).

2.4. - Les fonctions symétriques.

Les fonctions symétriques ont des propriétés algébriques qui sont intéressantes à connaître.

2.4.1. - Définition des fonctions symétriques.

Nous allons donner une définition simple que nous généraliserons. Un circuit de relais constitue une fonction symétrique si lorsque n quelconque de ces relais sont excités, la transmission du circuit est égale à 1.

On reprend ici par exemple le circuit 2/3 que l'on retrouve souvent dans les dispositifs de sécurité ; on a :

$$T = A B \overline{C} + A \overline{B} C + \overline{A} B C$$

Les variables A, B, C sont appelées variables de symétrie. La figure 2.54 représente une chaîne de contacts d'une partie d'une fonction symétrique. Chaque bloc contient une paire de contacts de chaque relais A, B, C ..... M.

On constate que les 2 blocs extrêmes ont des connexions particulières : la connexion du 1er élément n'est pas utilisée ; pour le dernier

élément la connexion inférieure n'est pas utilisée.

La cellule élémentaire est indiquée sur la figure 2.55. Les règles de fonctionnement concernant la cellule élémentaire sont les suivantes :

- Si sur l'entrée inférieure de la 1ère cellule la masse est appliquée, cela entraîne que tous les relais avant la cellule 1 ne sont pas excités.

- Si une masse est à la sortie inférieure de la cellule 1, cela signifie que tous les relais avec la cellule 1 et celui se rapport à la cellule 1 ne sont pas excités.

- Si une masse se trouve à l'entrée supérieure de la cellule, il y a forcément avant la cellule 1 un relais et un seul excité.

- Si une masse se trouve à la sortie supérieure de la cellule 1, cela impose qu'il y a avant la cellule J et (la cellule J étant comprise) un relais et un seul excité.

- S'il n'y a aucune masse sur les 2 entrées de la cellule, cela signifie qu'il y a au moins 2 relais excités avant la cellule 1.

On peut, à partir de ces règles, construire un circuit comportant 6 relais où lorsqu'un seul excité, la transmission se fasse de l'entrée à la sortie. Cela est indiqué figure 2.56 (les cellules diagonales apparaissent ici en pointillé).

En généralisant les définitions précédentes, on arrive à la figure 2.57. On voit que toutes les cellules sont différentes, le nombre de connexions entre cellules augmente d'une unité en se déplaçant de la gauche vers la droite.

La sortie numérotée de la cellule individuelle 1 sur laquelle se trouve la masse, permet de déterminer le nombre de relais excités jusqu'à

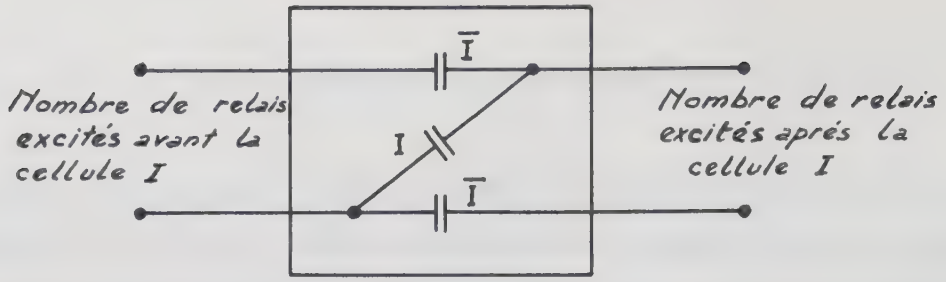


Fig : 2-55

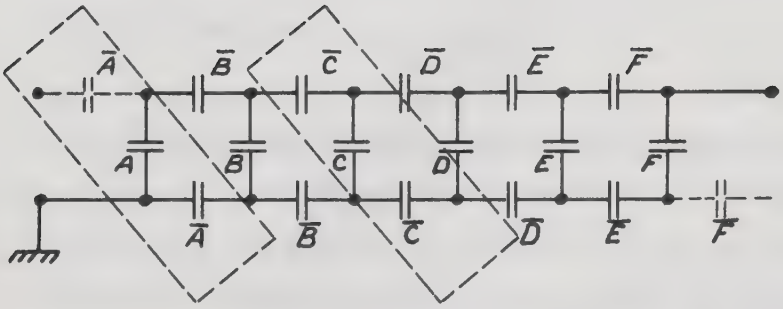


Fig : 2-56

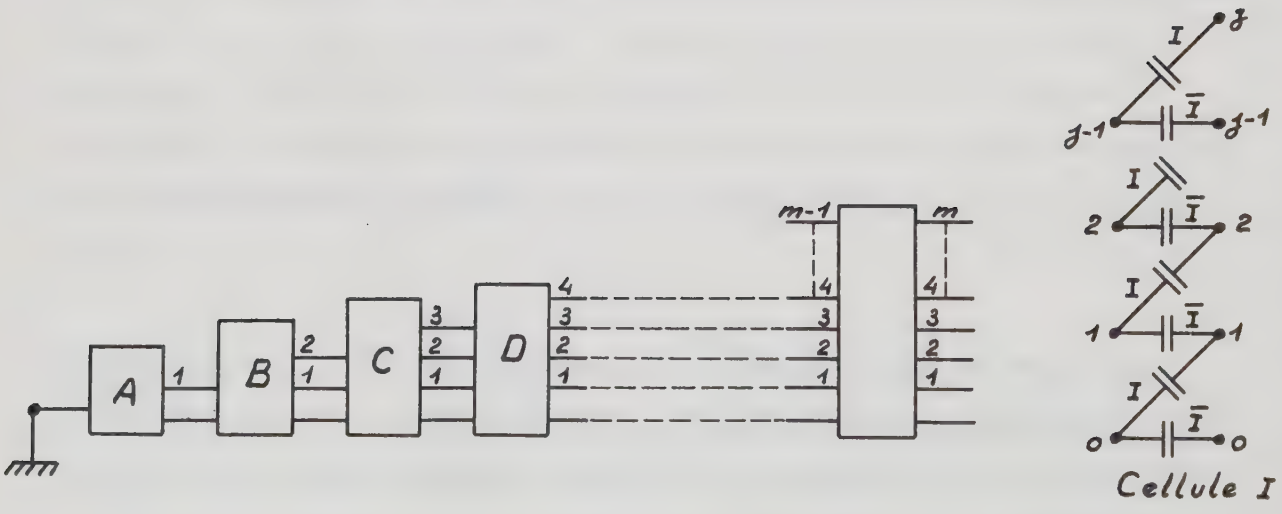


Fig : 2-57

cette cellule. D'après la constitution de la cellule 1, on constate qu'on ne peut pas avoir la masse sur plus d'une entrée ou d'une sortie à la fois.

D'après cette structure, il est indiqué sur la figure 2.58 un circuit qui comprend 7 cellules.

Dans le cas où les relais ne sont pas excités, la propagation de la masse se fait de gauche à droite. Dans le cas où les relais sont excités, la propagation de la masse se fait de bas en haut. En règle générale, on peut dire que pour un circuit de ce type, la propagation ne peut se faire que de bas en haut et de gauche à droite.

2.4.2. - Symbolisation et représentation des fonctions symétriques.

On représente par $S_{2,3}$ (A, B, C, D) une fonction symétrique qui utilise les relais A, B, C, D et qui entraîne une transmission lorsque 2 ou 3 des relais A, B, C, D sont excités.

Une représentation plus synthétique d'une fonction symétrique est faite par l'utilisation de la notation : $S_{0,\ 1,\ 5}\ (X_7)$. La figure 2.59 représente la fonction $S_3\ (X_5)$. Seule la partie en trait plein est à conserver. On peut voir qu'on a supprimé les contacts qui se trouvent à droite de la colonne du point de sortie et au-dessus de l'horizontale de ce point de sortie.

Les figures 2.60 et 2.61 représentent les fonctions $S_{24}\ (X_5)$ et $S_{124}\ (X_5)$. Il est intéressant de remarquer la suppression des contacts situés sur les lignes qui joignent les sorties adjacentes.

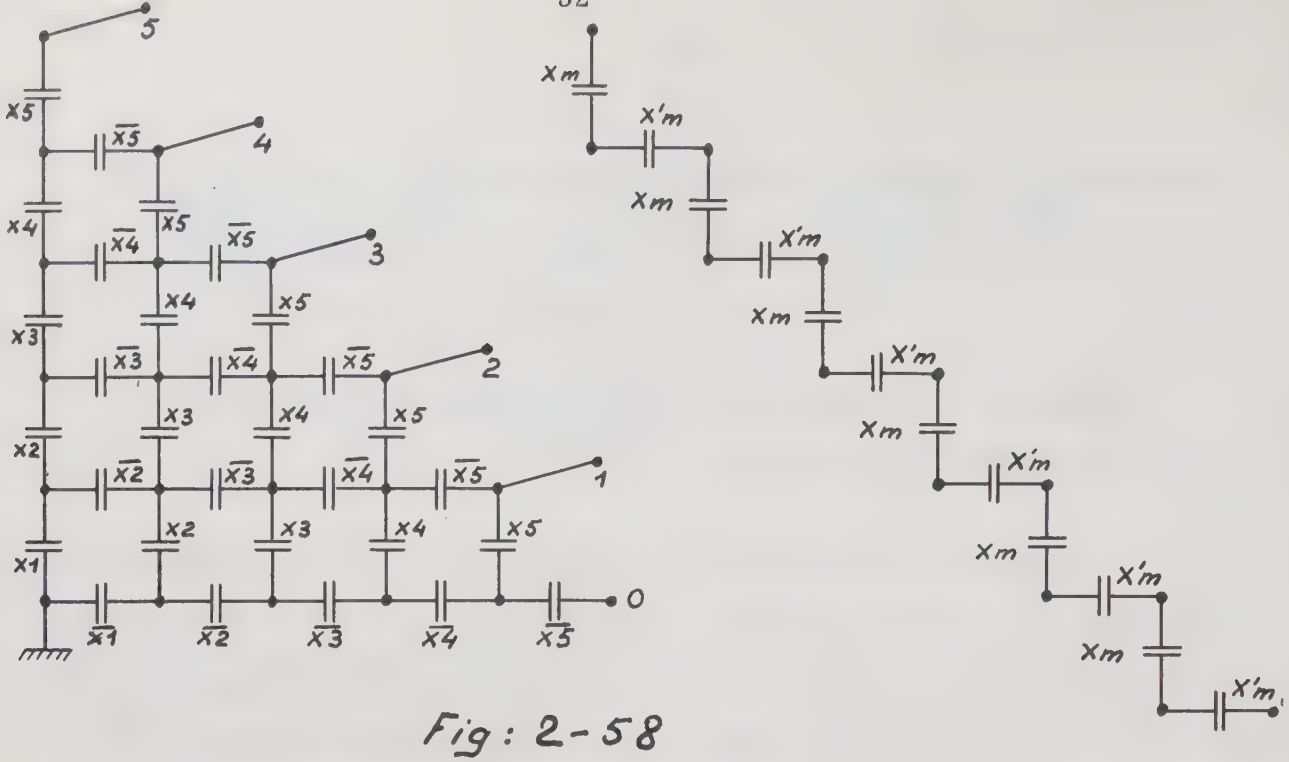


Fig : 2-58

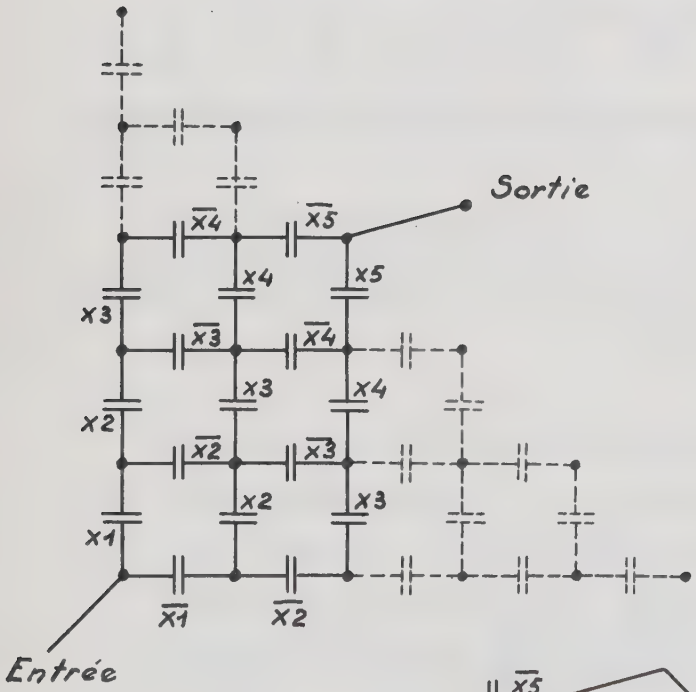


Fig : 2-59

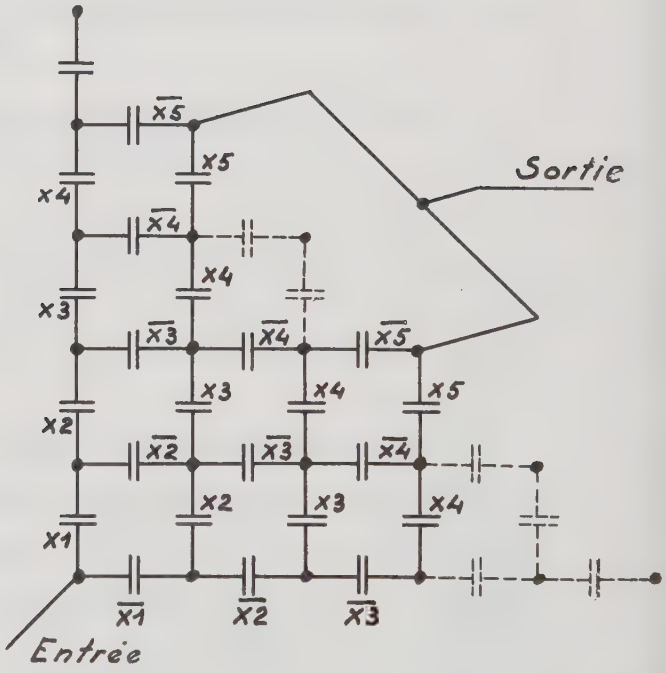


Fig : 2-60

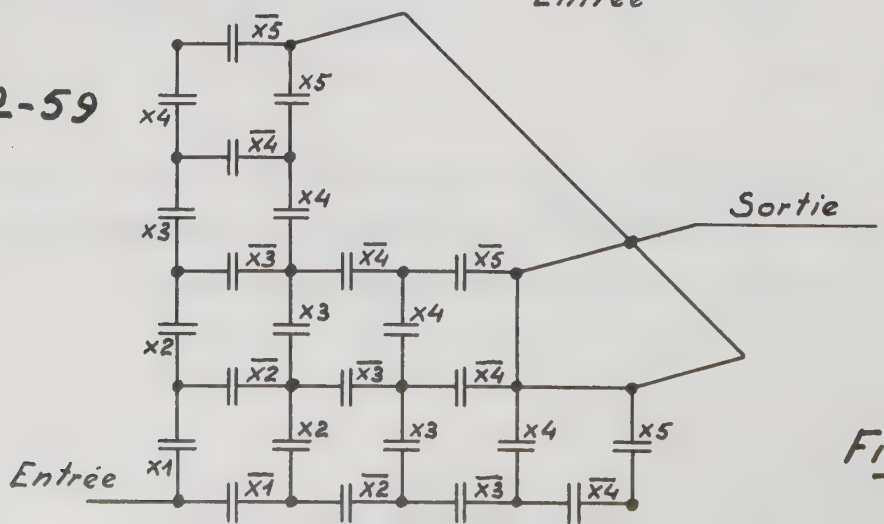


Fig : 2-61

2.4.3.- Méthode graphique de simplification des fonctions symétriques.

Une des méthodes graphiques les plus intéressantes est celle dite du pliage.

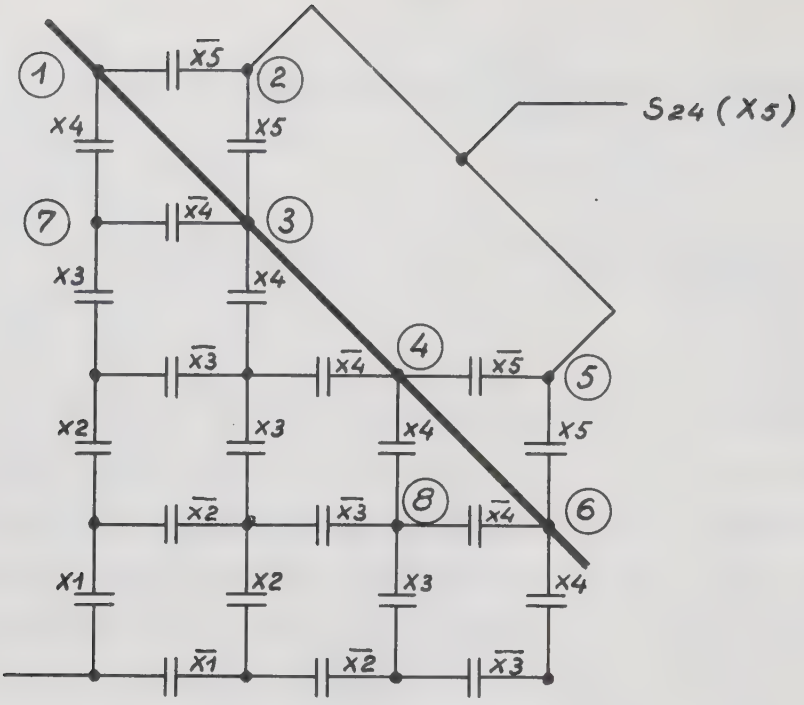
Sur la figure 2.62, on a représenté la fonction $S_{24}(X_5)$. Les noeuds marqués 1, 2, 3, 7, 4, 5, 6, 8 occupent des positions symétriques par rapport aux sorties. On peut constater que les noeuds adjacents placés sur la diagonale en trait fort ne peuvent jamais être au même potentiel. Par contre, on peut vérifier que les noeuds 1 et 4 sont équipotentiels. En effet, si 1 est relié à la sortie, 4 l'est aussi et inversement si 4 ne l'est pas, 1 ne l'est pas non plus. Il en est de même pour les groupes de noeuds 6, 3 et 7, 8. On peut donc relier les points équipotentiels et les liaisons ainsi réalisées permettent de supprimer les contacts surabondants.

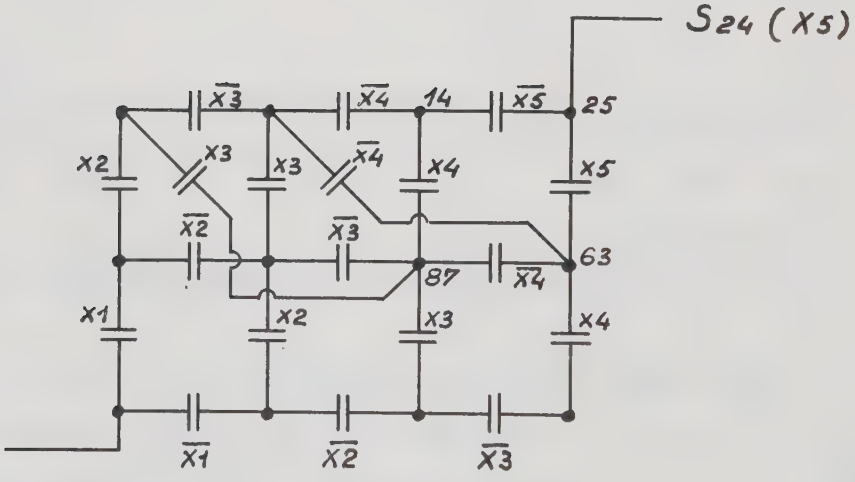
Comme on peut le voir sur la figure, les simplifications entraînent à avoir un circuit dans l'espace puisque les connexions se croisent.

2.4.4.- Fonctions symétriques complémentaires.

La fonction symétrique complémentaire de $S_{023}(X_4)$ est la fonction $S_{14}(X_4)$. La fonction symétrique complémentaire est égale à 1 lorsque la fonction symétrique originale est égale à 0 et réciproquement.

Il est quelquefois intéressant de passer par la fonction symétrique complémentaire d'une fonction symétrique donnée pour tracer cette fonction.





Après simplification

Fig : 2-62

On va appliquer ce procédé à un exemple :

Soit la fonction symétrique telle que toutes les sorties sauf une soient communes (voir figures 2.63 a et 2.63 b). Limitons alors le nombre de relais à 5, et cherchons la fonction pour laquelle l'entrée soit reliée à la sortie lorsque 1, 2, 3, 4 relais sont excités, mais que l'entrée soit isolée de la sortie si aucun relais n'est excité.

En traçant la fonction symétrique complémentaire $S_{05}(X_5)$ et en prenant son inverse, on arrive au circuit de la figure 2.63 c.

2.4.5.- Propriétés principales des fonctions symétriques.

La définition des fonctions symétriques que nous avons donnée au début, appliquée aux relais électromécaniques, est dérivée de la définition générale des fonctions symétriques et d'un certain nombre de théorèmes établis par SHANNON.

D'une façon générale, une fonction de n variables X_1, X_2 ..... X_n est dite symétrique si n'importe quelle permutation de variables laisse la fonction identique à elle-même. Ainsi, n'importe quelle permutation peut être obtenue par deux permutations successives et la condition nécessaire et suffisante pour qu'une fonction soit symétrique est qu'au moins la permutation de 2 variables laisse la fonction inchangée.

On peut avoir symétrie sur les variables X, Y, Z ou sur $\overline{X}$, $\overline{Y}$, $\overline{Z}$
Exemple : la fonction $X\,Y\,\overline{Z} + X\,\overline{Y}\,Z + \overline{X}\,Y\,Z$ est symétrique par rapport aux variables X, Y, Z.

Les règles qui concernent les fonctions symétriques sont assez simples :

- La mise en parallèle de 2 fonctions symétriques est une fonction

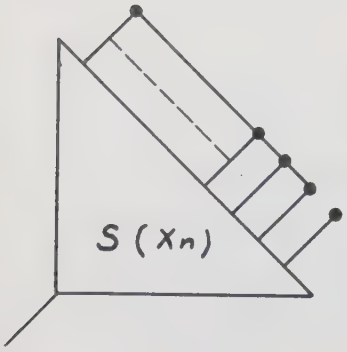


Fig : 2 - 63 a

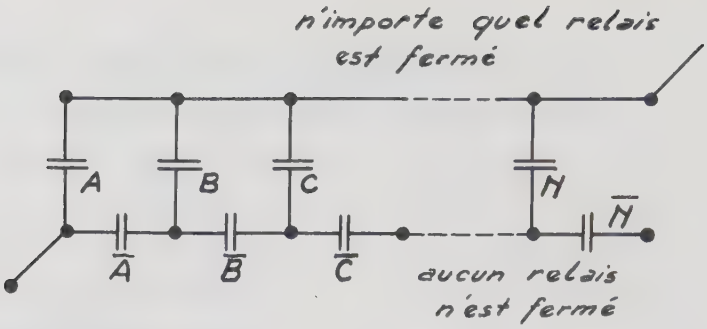


Fig : 2 - 63 b

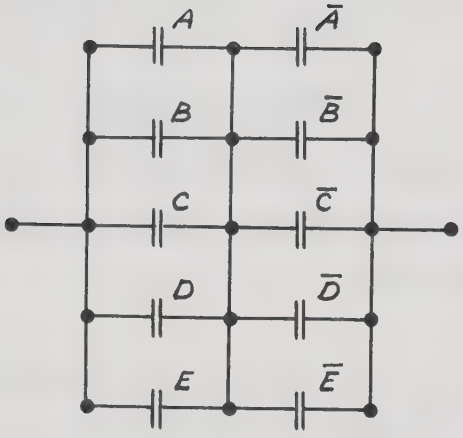


Fig : 2 - 63 c

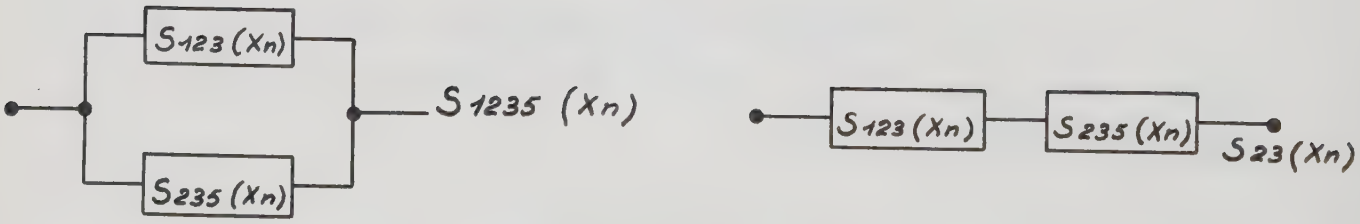


Fig : 2 - 64

symétrique qui a en indice tous ceux qui se trouvent dans les deux fonctions.

- La mise en série de 2 fonctions symétriques est une fonction symétrique qui a en indice : les indices communs aux 2 fonctions (voir figure 2.64)

On peut développer une fonction symétrique par rapport à une variable. On a :

$$S_p(X_1 \ldots X_n) = X_n S_p(X_1 X_2 \ldots X_{n-1}\, 1) + \overline{X}_n S_p(X_1 \ldots X_{n-1}\, 0)$$

Dans le 1er terme du 2ème membre de l'égalité, comme il y a au moins une variable égale à 1, il suffit qu'il en soit ainsi pour p-1 variables dans le 2ème terme et cela parmi n-1 variables. Alors que pour le 2ème terme il suffit qu'il y ait p variables qui gardent les mêmes valeurs parmi n-1 variables.

Ce qui entraîne :

$$S_p(X_1 X_2 \ldots X_n) = X_n S_{p-1}(X_1 X_2 \ldots X_{n-1}) + \overline{X}_n S_p(S_1 \ldots X_{n-1})$$

et d'une façon plus générale :

$$S_{p+q}(X_1 \ldots X_n) = X_n S_{p-1\, q-1}(X_1 X_2 \ldots X_{n-1}) + X_n S_{p.q}(X_1 \ldots X_{n-1})$$

L'indice 0 disparaît bien entendu dans le résidu de X_n et de même l'indice n dans le résidu de $\overline{X}_n$.

2.4.6. - Identification des fonctions symétriques.

Une fonction logique étant écrite, si la symétrie porte sur certaines variables et leurs compléments, il est difficile à priori de trouver la fonction symétrique.

Ainsi, la fonction $X\,\overline{Y}\,\overline{Z} + \overline{X}\,Y\,\overline{Z} + \overline{X}\,\overline{Y}\,Z$ est symétrique soit

en X Y Z, soit en $\overline{X}\ \overline{Y}\ \overline{Z}$ et on peut l'écrire de deux façons :

S_1 (X Y Z) ou S_2 ($\overline{X}\ \overline{Y}\ \overline{Z}$)

Pour les fonctions de 4 variables, l'utilisation de cartes de Karnaugh est très intéressante (figure 2.65).

Il suffit pour cela d'utiliser 4 cartes de Karnaugh juxtaposées haut et bas, droite et gauche. On marque dans chaque case le nombre de digits contenus dans le chiffre qui se trouve au-dessus de la colonne et à droite de la ligne de la case choisie. On constate que les cases marquées 4 correspondent à la fonction S_4 (X_4) ; les cases marquées 3 correspondent à S_3 (X_4) ; les cases marquées 2 correspondent aux différentes possibilités de la fonction S_2 (X_4).

Exemple d'application :

Soit $S_{23}(X_4) = X_1X_2\overline{X}_3\overline{X}_4 + X_1\overline{X}_2X_3\overline{X}_4 + X_1\overline{X}_2\overline{X}_3X_4 + \overline{X}_1X_2X_3\overline{X}_4 +$
$\overline{X}_1X_2\overline{X}_3X_4 + \overline{X}_1\overline{X}_2X_3X_4 + X_1X_2X_3\overline{X}_4 + X_1X_2\overline{X}_3X_4 +$
$X_1\overline{X}_2X_3X_4 + \overline{X}_1X_2X_3X_4$

En traçant la carte de Karnaugh de cette fonction, figure 2.66, on se rend compte que la fonction est symétrique et que les différents chemins sont centrés sur 1001 ce qui correspond à W $\overline{X}\ \overline{Y}$ Z.

Pour ce qui est de l'indice 2, on voit qu'il y a indétermination (on ne sait pas si la symétrie est d'ordre 3 ou 1). Il faut alors prendre une case particulière et l'individualiser.

Dans le cas de 3 variables, la carte de Karnaugh précédente se simplifie beaucoup.

X_3X_4 \ X_1X_2	00	01	11	10	00	01	11	10	00
00	0	1	2	1	0	1	2	1	0
01	1	2	3	2	1	2	3	2	1
11	2	3	4	3	2	3	4	3	2
10	1	2	3	2	1	2	3	2	1
00	0	1	2	1	0	1	2	1	0
01	1	2	3	2	1	2	3	2	1
11	2	3	4	3	2	3	4	3	2
10	1	2	3	2	1	2	3	2	1
00	0	1	2	1	0	1	2	1	0

Fig : 2 - 65

	00	01	11	10	00	01	11	10	00
00	1		1	1	1		1	1	
01	1	1	1		1	1	1		1
11	1		1	1	1		1	1	1
10				1			1		1
00	1		1	1	1		1		1
01	1	1	1		1	1	1	1	1
11	1		1	1	1		1	1	
10				1				1	
00	1		1	1	1		1	1	1

Fonction $S_2\,3\,(X_4)$

Fig : 2-66

Lorsqu'on a plus de 4 variables, il faut alors procéder au développement des fonctions.

Signalons que Mc CLUSKEY a proposé une autre méthode pour détecter et identifier les fonctions symétriques. Contrairement aux cartes de Karnaugh, il n'est pas nécessaire alors d'effectuer des développements à partir d'une variable. Cette méthode n'est pas générale et ne s'applique pas à tous les cas.

Chapitre III

LES SYSTEMES A SEQUENCES. THEORIE DE D.A. HUFFMAN

Dans les circuits ou fonctions des systèmes à séquences, le facteur temps intervient. Les sorties des circuits ne sont plus reliées directement aux conditions d'entrée du moment, elles dépendent de ce qu'ont été ces conditions dans le passé.

Les théories d'HUFFMAN et de Ross ASHBY peuvent permettre d'examiner systématiquement toutes les réactions possibles d'un automatisme à séquences, ce qui est important du point de vue sûreté de fonctionnement. Nous allons simplement essayer d'esquisser ici ces théories en les appliquant aux circuits à relais et à contacts, mais elles peuvent bien entendu s'étendre sans grande modification aux autres systèmes de commutation.

3.1. - Propriétés générales des circuits séquentiels.

La figure 3.1 représente le schéma d'un tel circuit. Le relais X_1 est excité par la fermeture de la clef I, alors que les relais X_2 et X_3 sont excités si les égalités suivantes sont satisfaites :

$$X_2 = (x_3 + x_1)(\bar{x}_1 + x_2) \qquad X_3 = (x_1 + x_3)(\bar{x}_1 + \bar{x}_2)$$

On désigne ici les enroulements des relais par des grandes lettres et les contacts de ces derniers par des petites lettres. Les contacts des

relais X_2 et X_3 entraînent la commande des sorties : Z_0 - Z_1 - Z_2 - Z_3.

Initialement I est ouvert et les 3 relais X_1, X_2, X_3 ne sont pas excités. Lorsque I se ferme X_1 est excité et le contact x_1 est fermé $x_1 = 1$. Par suite, comme $x_1 \bar{x}_2 = 1$, le relais X_3 est excité et $x_3 = 1$. Si I est ouvert à nouveau, $\bar{x}_1 = 1$ et comme $x_3 \bar{x}_2 \bar{x}_1 = 1$, le relais X_2 est excité, $x_2 = 1$ et le relais X_3 reste excité puisque $x_3 x_2 \bar{x}_1 = 1$. Si on laisse I ouvert, les relais X_2 et X_3 restent excités. Si nous fermons à nouveau I, X_1 est excité, $x_1 = 1$, le relais X_2 reste excité puisque $x_1 x_2 = 1$ mais jusqu'alors : $\bar{x}_1 = 0$ et $\bar{x}_2 = 0$, X_3 n'est plus excité et par conséquent $x_3 = 0$. Si l'on ouvre à nouveau I, X_1 n'est plus excité $x_1 = 1$, X_2 n'est plus alors excité et nous revenons aux conditions initiales.

Toutes ces différentes opérations sont indiquées sur le tableau de la figure 3. 1. On remarque que si l'opération 2 est courte, l'opération 3 peut par contre durer indéfiniment. Dans cet exemple, l'unique organe d'entrée est la clef I. On constate que l'état des sorties n'est pas fonction uniquement de l'état de I, c'est ainsi que pour les opérations 1 et 5, I est ouvert mais les sorties sont différentes (Z_0 et Z_2). Cette dépendance de la sortie en fonction du temps est une des caractéristiques le s plus importantes des circuits séquentiels. Ainsi, pour l'opération 3, lorsque I est fermé, X_3 est excité alors que X_2 ne l'est pas ; par contre, pour l'opération 7, lorsque I est fermé à nouveau, X_2 est excité alors que X_3 ne l'est pas. Nous constatons ainsi que pour les différentes opérations, certains états sont de courte durée, alors que d'autres peuvent durér indéfiniment. L'existence d'états stables et instables dans le fonctionnement des circuits séquentiels est une des caractéristiques importantes de ces derniers. Dans l'analyse du circuit, nous avons supposé que les relais fonctionnaient d'une manière idéale, c'est-à-dire que les contacts par exemple normalement ouverts se fermaient tous simultanément et que

les contacts normalement fermés s'ouvraient tous simultanément, et l'on ne tenait pas compte du temps d'excitation ou désexcitation des enroulements. En réalité, il n'en est rien et ceci peut entraîner des perturbations importantes dans le fonctionnement du circuit séquentiel. Et il est normal de supposer que le fonctionnement du circuit séquentiel peut entraîner certaines modifications de la réalisation de la fonction pure et simple établie par l'algèbre logique.

Considérons le schéma de la figure 3.2 qui semble équivalent à celui indiqué figure 3.1. Analysons son fonctionnement lorsque X_1 est excité puis désexcité, etc... Supposons qu'à l'état initial X_1, X_2, X_3 soient désexcités. La fermeture de x_1 permet d'exciter X_3, l'enroulement de X_2 est alors court circuité par $x_1\ \overline{x}_2$. Lorsque X_3 fonctionne x_3 est fermé et X_3 reste excité. Lorsque X_1 n'est plus excité, le court circuit aux bornes de X_2 est alors supprimé, par suite X_2 est excité ; nous constatons ici que le fonctionnement de X_2 est indépendant du temps ou de toute panne. Lorsque X_1 est excité à nouveau, la bobine de X_3 est shuntée et l'on a $\overline{x}_3 = 1$. Lorsque X_1 n'est plus excité les 3 relais X_1, X_2, X_3 ne le sont plus. On constate ici sur cet exemple que l'on a les mêmes performances que pour le circuit de la figure 3.1, par contre le facteur temps associé au transfert des contacts n'intervient plus.

Le fonctionnement d'un circuit séquentiel peut se représenter graphiquement comme indiqué sur la figure 3.2. Le temps est divisé en intervalles arbitraires. L'état excité d'un relais est représenté par un trait plein et nous indiquons de la même façon l'apparition de signaux aux sorties.

Pour l'état 1, aucun relais X_1, X_2, X_3 n'est excité. Pour l'état 2, seul le relais X_1 est excité, pour l'état 3, le relais X_3 est excité.

Le temps séparant l'état 1 de l'état 2 peut être aussi long que l'on veut. Mais le temps qui sépare l'état 2 de l'état 3 est lié au temps d'excitation de X_3. A priori on ne fait aucune distinction entre la durée de ces temps.

On peut, à partir de ce diagramme, faire la synthèse du circuit de commande des relais X_2 et X_3. C'est ainsi que si l'on envisage le fonctionnement de X_3. Pour qu'il en soit ainsi, il faut avoir entre les états 2 et 3, $x_1 \bar{x}_2 = 1$. Puis comme X_3 est excité depuis l'état 3 à l'état 6, on a :

$$X_3 = x_1 \bar{x}_2 + x_3 (x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_2 \bar{x}_1 + \bar{x}_1 x_2) = x_1 \bar{x}_2 + x_3 (\bar{x}_1 + \bar{x}_2)$$

On retrouve ainsi la structure du circuit indiquée précédemment. L'utilisation d'un diagramme est néanmoins difficile pour un circuit modérément complexe et il est alors difficile de se rendre compte si ce diagramme englobe toutes les séquences envisageables et il est encore plus difficile de se rendre compte si tous les relais ont été utilisés d'une manière effective.

Nous allons indiquer les anomalies de fonctionnement des circuits séquentiels sur un exemple indiqué figure 3. 3.

C'est un circuit classique et bien connu, on veut avoir le signal Z de sortie uniquement lorsque l'ordre X_2 arrive après l'ordre X_1. Pour cela il est nécessaire de disposer d'un relais supplémentaire. Lorsque X_1 est excité, $x_1 = 1$ et le relais Y est excité par l'intermédiaire de $x_1 \bar{x}_2$ on a alors $y = 1$ et l'excitation de X_2 conduit à l'apparition d'un signal en Z. Mais si X_2 est excité le premier, $\bar{x}_2 = 0$ et le relais Y ne peut pas être alimenté. Lorsque Z a apparu et que X_2 n'est plus excité, Z disparait mais le relais Y étant toujours alimenté lorsque X_2 est à nouveau excité, le signal Z apparaît alors. Par contre, dans le cas où le signal Z étant

apparu si $x_1 = 0$, le relais Y n'est plus excité et la réapparition de $x_1 = 1$ n'entraîne pas l'apparition du signal Z puisqu'il n'est plus possible d'exciter Y puisque $x_2 = 0$. Ceci peut être un grave inconvénient du point de vue fonctionnement du système à séquences. Si l'on désire que, lorsque $x_1 = 0$ ou $x_2 = 0$, le système revienne à l'état initial, il est nécessaire de disposer d'un circuit plus complexe. Une solution relativement simple est indiquée sur la figure 3.4.

En effet, si le relais X_1 est excité avant le relais X_2, le relais Y_2 fonctionnera le premier, avant Y_1. Cette séquence entraînera alors l'apparition d'un signal en Z. Par contre, si le relais X_2 est excité avant le relais X_1, le relais Y_1 sera excité et il ne permettra plus au relais Y_2 de l'être. On n'aura pas alors de signal en Z car la condition d'apparition de signal en Z est $x_1 x_2 y_1 y_2 = 1$. On peut vérifier que lorsque les relais X_1 et X_2 ne sont plus excités, il faut refaire la séquence normale pour avoir à nouveau un signal en Z. En effet, si la séquence normale a lieu et qu'une sortie Z a été obtenue si l'on désexcite X_1 le relais Y_2 n'est plus alimenté. Si nous excitons à nouveau X_1, le relais Y_2 n'est plus excité. Si au lieu de ne plus alimenter X_1 nous n'alimentons plus X_2, le résultat est le même, le relais Y_2 n'est plus excité et il ne peut plus l'être même lorsque le relais X_2 est alimenté.

Dans le cas d'un circuit à séquences du type indiqué sur la figure 3.5, il est difficile de se faire une idée du fonctionnement à partir des deux clefs de commande I_1 I_2 des relais primaires X_1 et X_2 et des relais secondaires Y_1, Y_2 et Y_3.

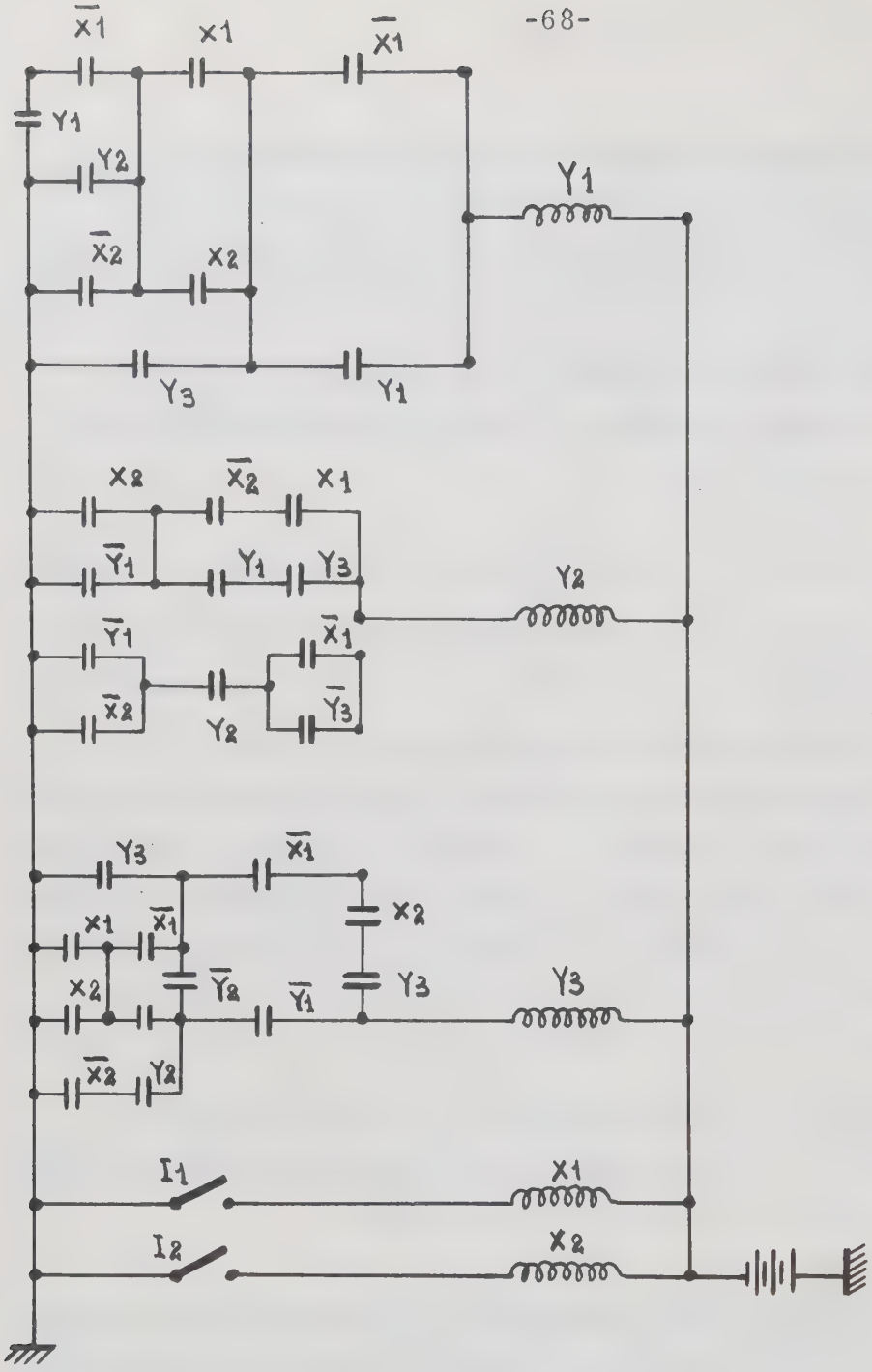

X1
X1
X1
Y1
Y2
Y1
X2
X2
Y3
Y1
X2
X2
X1
Y1
Y1
Y3
Y2
Y1
X1
X2
Y2
Y3
Y3
X1
X1
X2
X2
Y2
Y1
Y3
Y3
X2
Y2
I1
X1
I2
X2

FIG: 3-5

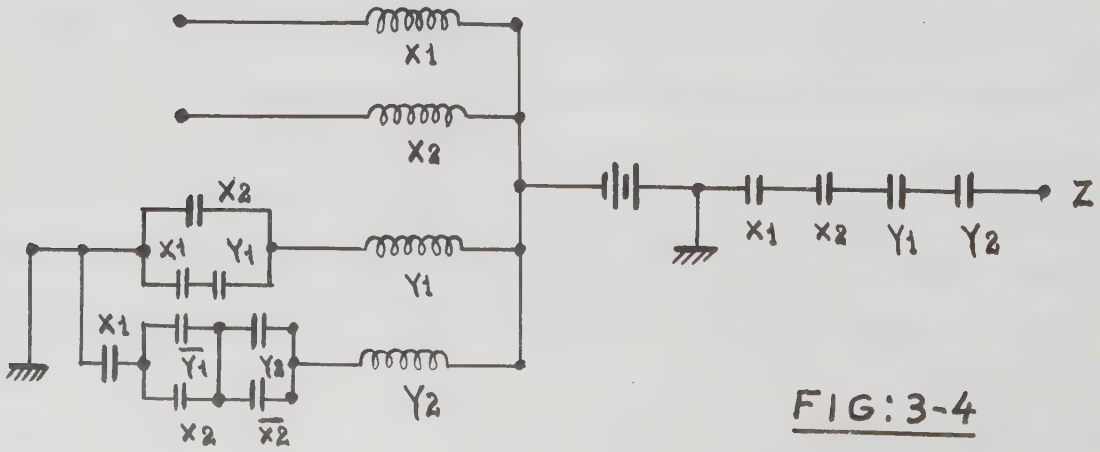

X1
X2
X2
X1
Y1
Y1
X1
X2
Y1
Y2
Z

FIG: 3-4

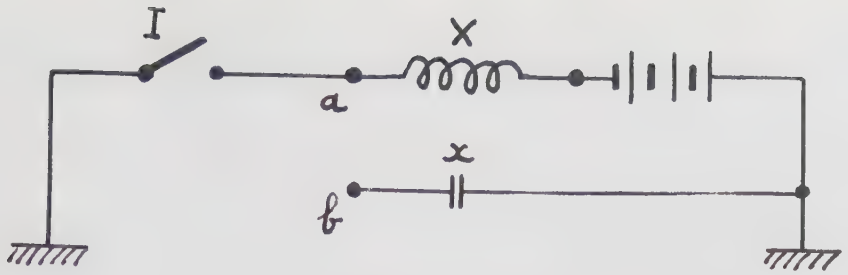


FIG: 3-6

x_2x_3 \ x_1	0	1
00	00	01
01	11	01
11	11	10
10	00	10

I

x_2x_3 \ x_1	0	1
00	○	●
01	●	○
11	○	●
10	●	○

II

x_2x_3 \ x_1	0	1
00	1	2
01	3	2
11	3	4
10	1	4

III

x_2x_3 \ x_1	0	1
00	(1)	2
01	3	(2)
11	(3)	4
10	1	(4)

IV

FIG: 3-7

$y_1y_2y_3$ \ x_1x_2	00	01	11	10
000	000	001	000	011
001	101	101	001	011
011	111	111	000	011
010	011	110	010	011
110	010	100	100	110
111	110	111	110	100
101	100	111	110	100
100	000	100	000	100

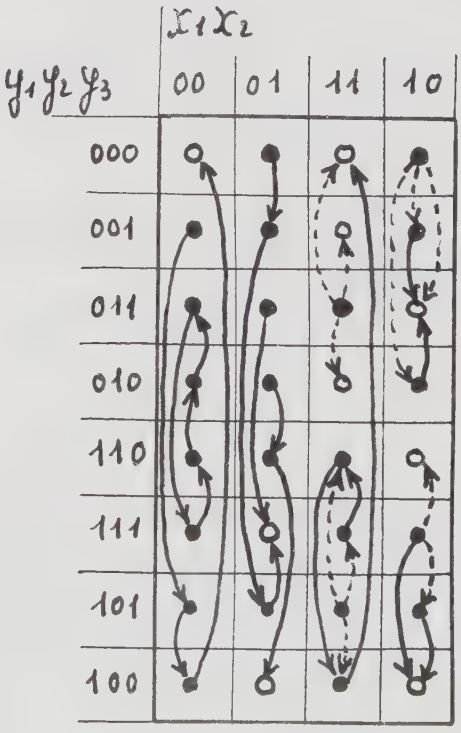


FIG: 3-8

3.2. - Le critère de stabilité dans l'analyse des circuits séquentiels :

Les enroulements de contrôle ou d'alimentation des relais secondaires peuvent contenir les contacts des relais primaires et les contacts des relais secondaires. Les relais secondaires peuvent ainsi s'influencer les uns les autres et être influencés par les relais primaires. Le fonctionnement de l'ensemble peut alors devenir relativement complexe. Le critère de stabilité peut être dérivé du schéma indiqué figure 3.6.

Lorsque les points a et b sont au même potentiel, on dit que le relais est dans un état stable, lorsque a et b ne sont pas au même potentiel, on dit que le relais est dans un état instable. On peut avoir a au potentiel de la masse et b ne se trouvant pas à ce potentiel, ceci correspond à l'état du relais excité mais le contact x non encore fermé. On peut de même avoir b au potentiel de la masse alors que a ne s'y trouve pas. Ceci correspond à la désexcitation de X mais x n'est pas encore ouvert. Pour définir ces états, il faut tenir compte du temps de fonctionnement du relais. Le relais ne pourra pas en général rester indéfiniment dans un état instable.

Si l'on revient alors au circuit de la figure 3.2., on a pour équations logiques :

$$X_2 = (x_1 + x_3)(\overline{x}_1 + x_2) = \overline{x}_1 x_3$$

$$X_3 = (x_1 + x_3)(\overline{x}_1 + \overline{x}_2) = x_1\overline{x}_2 + x_3\overline{x}_2 + \overline{x}_1 x_3$$

On trace alors une matrice à 3 entrées comme indiqué sur la figure 3.7.I, ces 3 entrées correspondent à l'état des contacts x_1, x_2, x_3 et on porte alors à l'intérieur des cases l'état d'alimentation des enroulements des relais X_2 et X_3. Lorsque ces enroulements se trouvent dans des états différents de ceux des contacts, le système se trouve dans un état

instable et on le représente par un point, voir figure 3.7 II. Lorsque les enroulements des relais se trouvent dans le même état que leurs contacts, le système se trouve dans un état stable qu'on représente par un cercle. Au point de vue progression de fonctionnement, on va toujours de l'état instable à l'état stable. Par exemple, lorsque le contact x_1 est ouvert $\bar{x}_1 = 1$ et que les enroulements des relais X_2 et X_3 sont excités avec $x_3 = 1$ et $x_2 = 0$, l'état du système est instable et il progresse vers un état stable pour lequel $x_2 = x_3 = 1$. Une autre manière de représenter les conditions de fonctionnement du système est d'affecter aux différents états des variables secondaires un nombre et d'encadrer ce nombre chaque fois que l'état de fonctionnement est stable. On obtient alors les matrices indiquées en figure 3.7 III et figure 3.7 IV. On s'aperçoit bien entendu que l'on change d'état (nombre) chaque fois qu'il y a déplacement dans le sens horizontal sur la matrice. Par contre, il y a passage de l'état instable à l'état stable chaque fois que l'on se déplace dans le sens vertical. On sous-entend bien entendu ici une action sur les variables primaires et l'on suppose que les variables secondaires sont dans l'état correspondant à celui des variables primaires avant d'agir à nouveau sur ces dernières. L'exemple traité ici est relativement simple et le passage d'un état à un autre se fait seulement par changement d'une variable primaire.

Cette méthode appliquée à un exemple plus complexe conduit aux matrices indiquées sur la figure 3.8. Les équations définissant le fonctionnement du système étant :

$$Y_1 = \bar{x}_1 y_3 + \bar{x}_1 x_2 y_2 + y_1 (y_3 + x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 x_2 + x_2 y_2)$$

$$Y_2 = x_2 y_1 y_3 + x_1 x_2 y_1 + y_2 (\bar{x}_1 \bar{y}_1 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 + \bar{y}_1 \bar{y}_3 + \bar{x}_2 \bar{y}_3)$$

$$Y_3 = \bar{x}_2 \bar{y}_1 y_2 + x_1 \bar{x}_2 \bar{y}_1 + \bar{x}_1 x_2 \bar{y}_1 \bar{y}_2 + y_3 (\bar{y}_1 \bar{y}_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{y}_1 + \bar{x}_1 x_2)$$

Dans les matrices, la mise en évidence des états stables et instables est facile. Dans la colonne 1, on peut constater qu'il y a beaucoup de chemins parasites qui conduisent à une suite d'états instables, cette suite pouvant se continuer indéfiniment. Il peut y avoir aussi des chemins dits "critiques" (surtout lorsque l'on envisage le changement de 2 variables simultanément) qui conduisent à des états stables non recherchés, c'est-à-dire à un fonctionnement incorrect, comme on peut le voir dans le haut de la 3ème colonne.

Certains chemins parasites ne sont pas gênants lorsqu'ils conduisent à des états stables. C'est le cas indiqué dans la partie inférieure de la 3ème colonne ou dans la partie supérieure de la 4ème colonne. Par contre, dans la partie inférieure de cette colonne, il y a des chemins qui mènent à des états stables incompatibles avec le fonctionnement recherché. L'analyse séquentielle des circuits permet seule d'éviter toutes ces fausses manoeuvres.

3.3. - La matrice des phases dans l'analyse des circuits séquentiels.

La matrice des phases consiste en un tableau comprenant un certain nombre de colonnes correspondant aux différents états possibles des variables primaires. Dans une ou plusieurs colonnes, on porte l'état des sorties. On constate alors que pour chaque ligne horizontale du tableau, les sorties se trouvent dans un état bien déterminé. C'est ainsi que l'analyse sommaire de l'exemple de la figure 3.4 conduit à la matrice représentée figure 3.9. Les différents états possibles sont numérotés et on entoure d'un cercle les états stables. On suppose ici implicitement qu'il

$X_1 X_2$

00	01	11	10	Sortie Z
(1)			2	0
		3	(2)	0
		(3)		1

FIG : 3-9

$X_1 X_2$

00	01	11	10	Sortie Z
(1)	4	5	2	0
1	4	3	(2)	0
1	4	(3)	6	1
1	(4)	(5)	(6)	0

FIG : 3-11

$X_1 X_2$

00	01	11	10	Sortie Z
(1)	4	–	2	0
1	–	3	(2)	0
–	4	(3)	6	1
1	(4)	5	–	0
–	4	(5)	6	0
1	–	5	(6)	0

FIG : 3-10

$x_1 x_2$

$y_1 y_2$	00	01	11	10
00	(1)	4	5	2
01	1	4	3	(2)
11	1	4	(3)	6
10	1	(4)	(5)	(6)

FIG : 3-12

$x_1 x_2$

$y_1 y_2$	00	01	11	10
00	00	10	10	01
01	00	10	11	01
11	00	10	11	10
10	00	10	10	10

FIG; 3-13

n'y a pas plusieurs changements simultanés de variables primaires. La difficulté consiste ici dans l'élaboration de la matrice des phases à envisager tous les cas possibles, c'est-à-dire toutes les séquences correctes ou incorrectes. Lorsqu'on envisage tous les cas possibles de l'exemple cité, on est alors conduit à la matrice de la figure 3.10.

Toutes les transitions auxquelles peuvent conduire les 6 états stables sont indiquées dans cette matrice des phases, souvent dénommée "matrice des phases primitives".

Il est intéressant de passer à la matrice de phases réduites en combinant les lignes de la matrice précédente contenant les mêmes états. Pour les lignes qui contiennent les mêmes états, les règles de combinaison sont les suivantes :

- Pour 2 états se trouvant dans la même colonne, on ne conserve que l'état stable.
- Un état quelconque stable ou instable a priorité sur toute case vide du tableau.

C'est ainsi par exemple que les 2 lignes :

(3)	5	6	8
3	(5)	6	(8)

conduisent après combinaison à :

(3)	(5)	(6)	(8)

Alors que les lignes :

(1)	4	-	2
1	-	3	(2)

conduisent après combinaison à :

(1)	4	3	(2)

Cette méthode de simplification de la matrice des phases n'est pas systématique et nécessite une certaine expérience. De la matrice de la figure 3.10 on peut déduire par combinaisons des lignes, la matrice de la figure 3.11. La matrice des relais secondaires se déduit de cette matrice à condition de grouper les états des variables secondaires de manière adjacente. Deux relais secondaires y_1 et y_2 dans ce cas particulier sont nécessaires pour distinguer les quatres lignes de cette matrice.

Dans le cas de la figure 3.12, les conditions de liaisons entre états stables et instables de chaque colonne sont satisfaites par l'état des variables secondaires y_1 et y_2.

En principe, l'on sait que les valeurs des termes de la matrice des variables de sortie ne sont imposées que pour les états stables. Il semble alors que l'on soit libre de choisir les autres valeurs de manière à simplifier les expressions logiques. Néanmoins, il peut y avoir intérêt afin d'éviter toute fausse manoeuvre pendant le changement d'état des relais secondaires, à donner, à chaque terme de la matrice correspondant à un état stable, la même valeur que le terme relatif à l'état stable correspondant.

C'est ainsi que l'on arrive alors à la matrice de sortie indiquée figure 3.13 et déduite de la matrice des relais secondaires.

A partir de cette matrice, il est alors facile d'établir les circuits à partir des équations logiques comme on l'a vu précédemment.

D'une manière générale, la méthode à suivre est la suivante :

a) A partir du problème à résoudre, on établit une première matrice de phases qui ne comporte que les sorties correspondant aux états stables imposés par le problème.

b) On complète cette matrice des phases en essayant de déterminer tous les cas possibles de fonctionnement, compte tenu de toutes les séquences envisageables. En général, une des meilleures méthodes consiste à partir d'un état stable et à examiner le fonctionnement pour chaque changement de variable primaire.

c) Ecrire à partir de la matrice des phases, la matrice des phases réduite par application de combinaison des différentes lignes.

d) Définir alors à partir de la matrice des phases réduite les différents états possibles associés à chaque ligne, ainsi que le nombre des relais secondaires pour pouvoir différencier chaque ligne.

e) Ecriture de la matrice des relais secondaires.

f) A partir de cette matrice écriture de la matrice de sortie.

g) Ecriture des fonctions de sortie et des fonctions d'excitation des circuits.

Cette procédure n'est pas systématique et comme on l'a déjà dit, il faut essayer en général de l'appliquer à un grand nombre d'exemples, pour voir en particulier comment, dans certains cas, il est possible de la modifier.

Chapitre IV

LES CODES PRINCIPAUX UTILISES DANS LES TECHNIQUES DIGITALES

D'une façon générale un code peut être considéré comme un système de symboles choisis arbitrairement pour représenter des mots des nombres ou d'autres symboles. Nous n'envisagerons ici que les codes binaires. On peut classer les codes de ce type en 3 catégories.

La première catégorie comprend les codes utilisés pour représenter un nombre décimal par un nombre binaire ; elle est surtout destinée aux calculatrices numériques.

La deuxième catégorie comprend les codes destinés aux systèmes à séquences. Ces codes portent souvent le nom de codes cycliques ou codes réfléchis. Ils sont très utilisés dans les équipements où il faut transformer une information du type analogique en information du type digital.

La troisième catégorie comprend les codes adaptés à la détection des erreurs dans la transmission d'informations du type digital et à la correction de ces dernières.

4.1. - Code décimal binaire.

Pour représenter 10 digits décimaux, il est nécessaire d'utiliser

au moins 4 digits binaires. On peut montrer qu'il existe alors $2,9\ 10^{10}$ codes binaires pour représenter les 10 digits décimaux. Tous ces codes ne sont pas bien entendu utilisables pour le calcul et il est nécessaire d'en mettre certains sous des formes plus adaptables au calcul digital. Le critère d'utilisation d'un code pour calculateur est que le digit décimal puisse être déterminé facilement et sans ambigüité. La plus grande partie des codes utilisés dans les calculateurs sont des codes pondérés. Dans le tableau ci-dessous, il est indiqué plusieurs exemples de codes.

	8 4 2 1	7 4 2 1	2 4 2 1	6 4 2-3
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
1	0 0 0 1	0 0 0 1	0 0 0 1	0 1 0 1
2	0 0 1 0	0 0 1 0	0 0 1 0	0 0 1 0
3	0 0 1 1	0 0 1 1	0 0 1 1	1 0 0 1
4	0 1 0 0	0 1 0 0	0 1 0 0	0 1 0 0
5	0 1 0 1	0 1 0 1	1 0 1 1	1 0 1 1
6	0 1 1 0	0 1 1 0	1 1 0 0	0 1 1 0
7	0 1 1 1	1 0 0 0	1 1 0 1	1 1 0 1
8	1 0 0 0	1 0 0 1	1 1 1 0	1 0 1 0
9	1 0 0 1	1 0 1 0	1 1 1 1	1 1 1 1

La première colonne correspond au code binaire.

Pour trouver l'équivalent du digit décimal, il suffit de le décomposer en digits binaires et de mettre 1 en face de chaque position de digit.

Exemple pour le code 2 4 2 1, 7 s'écrit 2 + 4 + 0 + 1, c'est-à-dire 1 1 0 1. Dans le code 6 4 2 -3, on a un moment négatif et 5 s'écrit en binaire : 6 + 0 + 2 - 3 = 1 0 1 1. Pour les codes 2 4 2 1, 6 4 2 3, on voit que l'on a la possibilité de faire un choix sur l'ordre des moments du code.

C'est ainsi que pour le code 2 4 2 1 on a pour 5, 5 = 2 + 0 + 2 + 1, c'est-à-dire 1 0 1 1 ou 5 = 0 + 4 + 0 + 1 c'est-à-dire 0 1 0 1.

Les codes 2 4 2 1 et 6 4 2 -3 sont dits autocomplémentaires. C'est-à-dire que lorsqu'on recherche le complément d'un digit décimal à 9, il suffit de remplacer les 0 par 1 et les 1 par 0. Ainsi, dans le code 2 4 2 1, 5 = 1 0 1 1 et 4 = 0 1 0 0. Cette propriété est importante pour les opérations de soustractions.

Le code par "addition de 3" est dérivé du code binaire pur 8.4.2.1. Nous donnons la correspondance décimale binaire dans le tableau ci-dessous :

0	0 0 1 1
1	0 1 0 0
2	0 1 0 1
3	0 1 1 0
4	0 1 1 1
5	1 0 0 0
6	1 0 0 1
7	1 0 1 0
8	1 0 1 1
9	1 1 0 0

Ce code est très utilisé dans les calculatrices numériques pour les opérations d'addition et de soustraction. Nous allons montrer son utilité dans 2 opérations d'addition indiquées ci-après. Ces opérations étant faites dans les 2 codes.

	Code binaire pur	Code par "addition de 3"
4	0 1 0 0	0 1 1 1
+ 3	+ 0 0 1 1	0 1 1 0
7	= 0 1 1 1 ⟶ 7	1 1 0 1
		- 0 0 1 1 (- 3)
		1 0 1 0 ⟶ 7
5	0 1 0 1	1 0 0 0
+ 6	+ 0 1 1 0	1 0 0 1
= 11	1 0 1 1 ⟶ (11)	0 0 0 1
	+ 0 1 1 0 (6)	+ 0 0 1 1 (+ 3)
	(1) 0 0 0 1	(1) 0 1 0 0 ⟶ 1

On constate que dans le cas du binaire pur on obtient directement le résultat recherché 7 par addition des digits binaires ; alors que dans le cas du code par "addition de 3" il faut pour trouver le résultat final retrancher le binaire équivalent à 3 pour retrouver le 7. Dans le cas de l'addition où le résultat final est supérieur à 10, pour le code binaire pur la somme est obtenue par addition directe des digits, pour mettre en évidence le dépassement de 10 il faut ajouter au résultat le chiffre 6 en binaire. Dans le code par addition de 3, le fait que le résultat est supérieur à 10 est automatiquement mis en évidence ; pour trouver le résultat exact il suffit d'ajouter à l'addition des digits, l'équivalent binaire de 3.

4.2.- Codes cycliques.

Ces codes sont surtout intéressants lorsqu'il s'agit de transformer

une information du type analogique en information du type digital. Il est intéressant du point de vue pannes dans la sûreté des transmissions de ne changer que d'un seul digit à la fois lorsqu'on passe d'une mesure à une autre. Ces pannes augmentent d'ailleurs avec l'augmentation des vitesses de transmission.

C'est ainsi que dans le code binaire pur lorsque l'on passe de 1 à 2 il y a changement de 2 digits, lorsqu'on passe de 3 à 4 il y a 3 digits qui changent et lorsque l'on passe de 7 à 8 il y en a 4.

Les codes binaires pour lesquels on passe d'un nombre décimal au suivant en changeant seulement d'un digit sont appelés codes cycliques. Un code cyclique peut être complet ou incomplet. Un code complet de n variables contient 2^n combinaisons possibles de variables dans une séquence cyclique. Un des codes les plus connus est le code américain de Gray.

Sur la figure 4.1 est représenté un code cyclique à 4 variables. On l'a représenté à droite sur une carte de Karnaugh. Cette représentation graphique est commode pour mettre en évidence un code cyclique étant donné que dans la carte on passe d'une case à une autre adjacente en changeant que d'un digit à la fois. On voit que dans cet exemple, il y a possibilité de boucler le code. Sur la figure 4.2, 2 autres exemples de codes cycliques sont indiqués.

Lorsque le nombre de digits est supérieur à 4, il devient alors nécessaire de disposer de plus d'une carte pour représenter graphiquement le code. La figure 4.3 est la représentation graphique d'un code à 5 digits.

D'autres critères peuvent s'imposer dans le choix d'un code cyclique

A	B	C	D
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	1
0	0	1	0
0	1	1	0
0	1	1	1
0	1	0	1
0	1	0	0
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	1
1	1	1	0
1	0	1	0
1	0	1	1
1	0	0	1
1	0	0	0

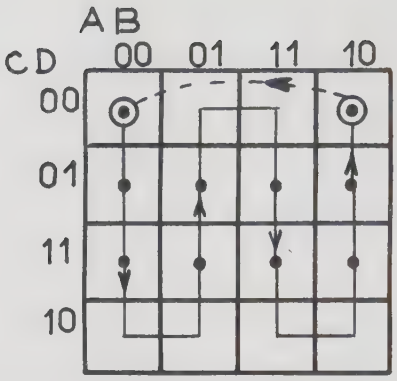
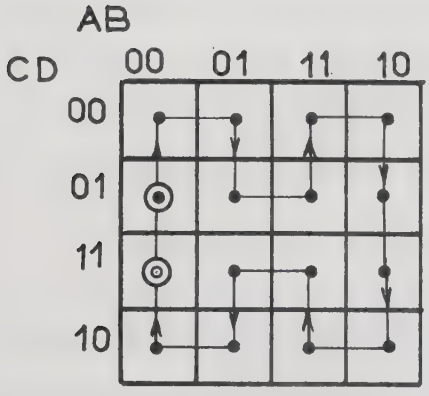


FIG : 4-1



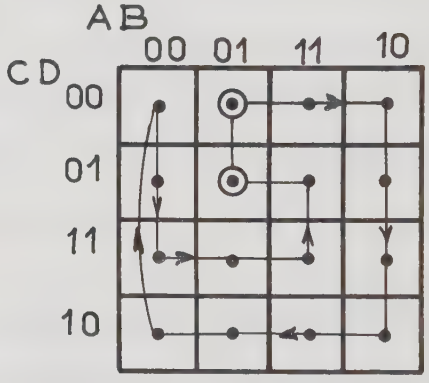
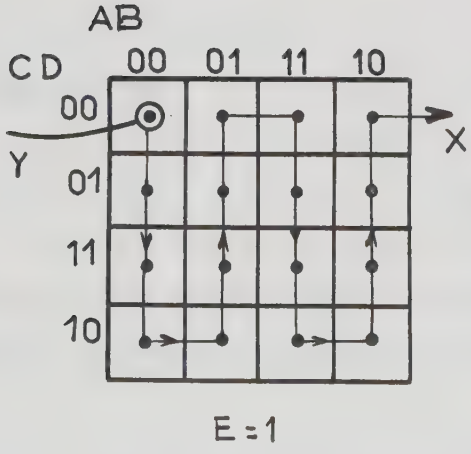


FIG : 4-2



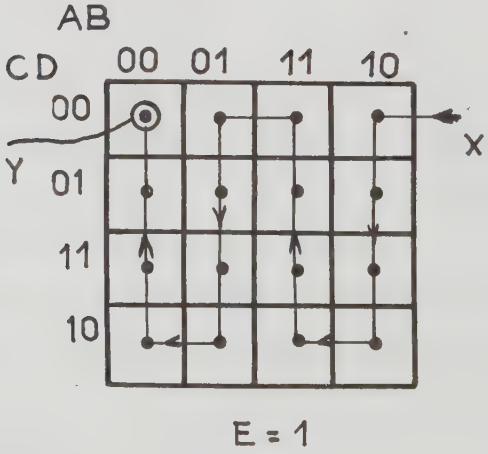


FIG : 4-3

en particulier des critères technologiques. Les cartes de Karnaugh de la figure 4.4 permettent de trouver des codes cycliques à 4 variables pour lesquels le nombre de digits égaux à 1 est minimum.

4.3. - Exemple de codeur binaire.

La figure 4.5 représente le schéma d'un codeur binaire à diodes. Le code utilisé est le code binaire "par addition de 3". Si l'on affecte une variable binaire pour chaque digit décimal et si l'on fait l'hypothèse que la présence du digit décimal se traduit par un potentiel > 0 alors que celle du digit binaire 1 par un potentiel $\neq 0$ en A, B, C ou D, les égalités de correspondance sont :

$$\begin{cases} A = X_5 + X_6 + X_7 + X_8 + X_9 \\ B = X_1 + X_2 + X_3 + X_4 + X_9 \\ C = X_0 + X_3 + X_4 + X_7 + X_8 \\ D = X_0 + X_2 + X_4 + X_6 + X_8 \end{cases}$$

Ces égalités permettent d'ailleurs de définir le codeur.

4.4. - Conversion des codes.

Exemple relatif à la conversion du code binaire pur en code binaire "par addition de 3".

Attachons les variables A B C D aux digits du code binaire pur et W X Y Z aux digits du code binaire "par addition de 3".

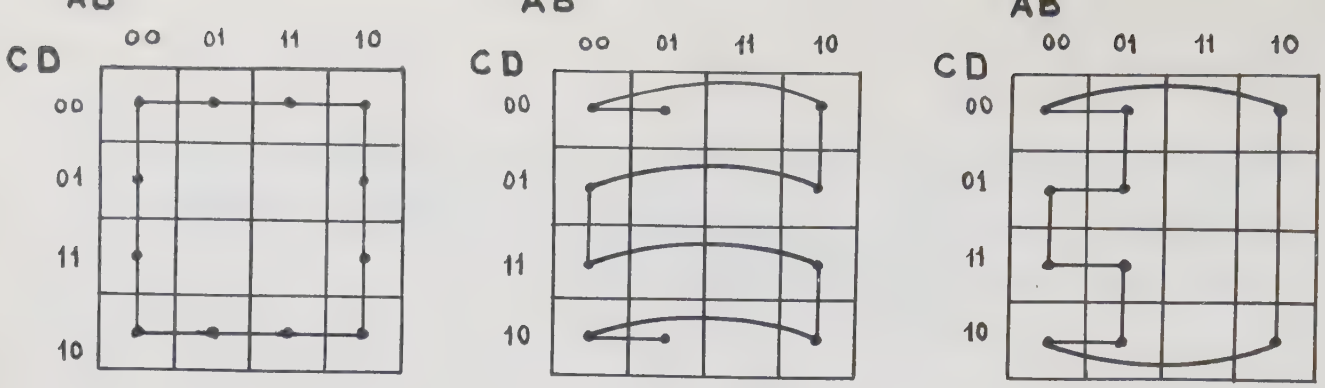


FIG : 4 - 4

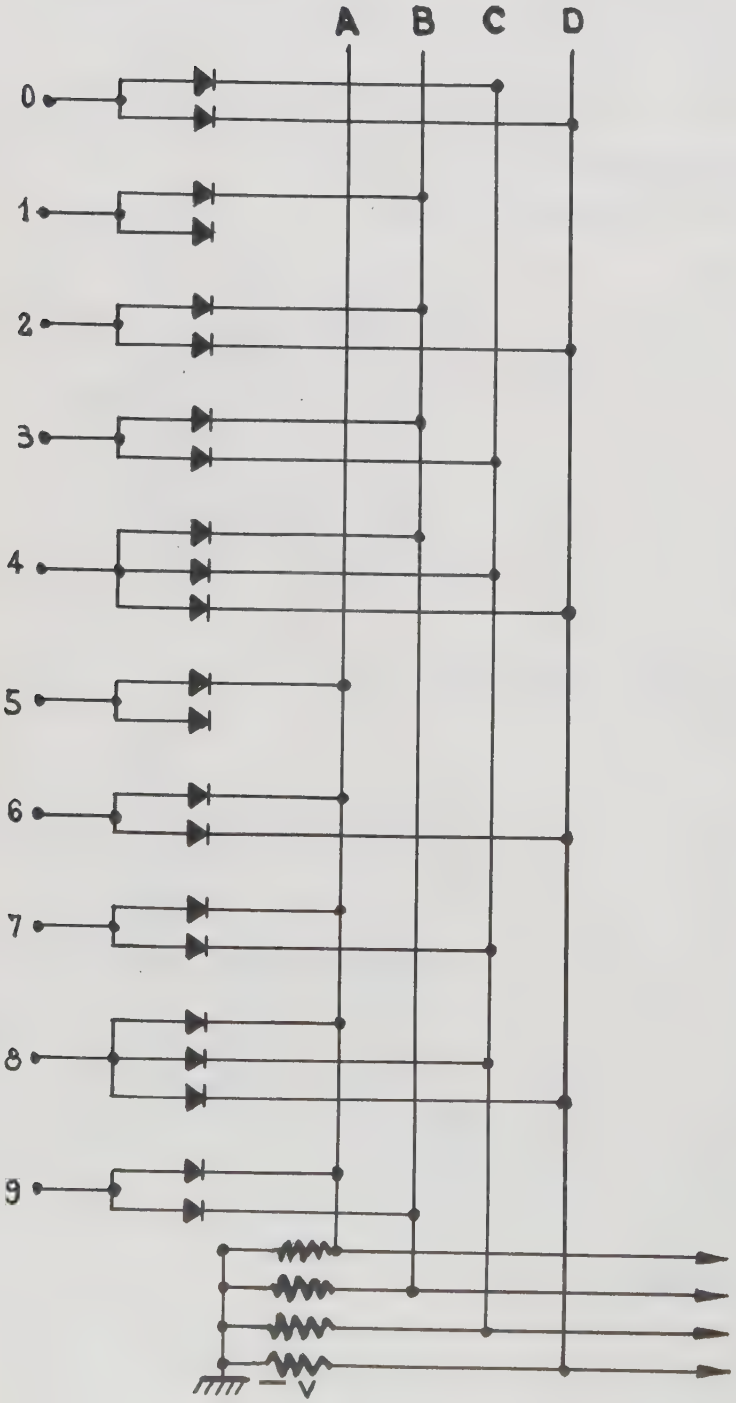


FIG: 4 - 5

	A B C D	W X Y Z
0	0 0 0 0	0 0 1 1
1	0 0 0 1	0 1 0 0
2	0 0 1 0	0 1 0 1
3	0 0 1 1	0 1 1 0
4	0 1 0 0	0 1 1 1
5	0 1 0 1	1 0 0 0
6	0 1 1 0	1 0 0 1
7	0 1 1 1	1 0 1 0
8	1 0 0 0	1 0 1 1
9	1 0 0 1	1 1 0 0

Comme on dispose de 4 digits, il est facile d'avoir les égalités de définition de W X Y Z.

$$W = \sum (5, 6, 7, 8, 9) + \sum_{\phi} (10, 11, 12, 13, 14, 15)$$

$$X = \sum (1, 2, 3, 4, 9) + \sum_{\phi} (10, 11, 12, 13, 14, 15)$$

$$Y = \sum (0, 3, 4, 7, 8) + \sum_{\phi} (10, 11, 12, 13, 14, 15)$$

$$Z = \sum (0, 2, 4, 6, 8) + \sum_{\phi} (10, 11, 12, 13, 14, 15)$$

Sur la figure 4.6, on a tracé les cartes de Karnaugh relatives à W, X, Y, Z. On en déduit : $Z = \overline{D}$; $W = A + B(C + D)$.
X et Y peuvent se déduire à partir d'un circuit de forme $\triangle$ dont les règles de formation sont bien connues. On en déduit alors le schéma à relais indiqué sur la figure

Autre exemple de conversion de code : celui du code binaire pur en code cyclique ou inversement. En attachant alors les variables A, B, C, D aux digits du code binaire pur et W, X, Y, Z aux digits du code cyclique, on a le tableau ci-dessous :

A	B	C	D	W	X	Y	Z
8	4	2	1	cyclique			
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	1	1
0	0	1	1	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	1	0
0	1	0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	0	1	0	1
0	1	1	1	0	1	0	0
1	0	0	0	1	1	0	0
1	0	0	1	1	1	0	1
1	0	1	0	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	0
1	1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0	1	1
1	1	1	0	1	0	0	1
1	1	1	1	1	0	0	0

Les cartes de Karnaugh qui donnent W, X, Y, Z à partir de A, B, C, D et A, B, C, D à partir de W, X, Y, Z sont indiquées sur la figure 4.7. La première ligne de cartes donne $W = A$, $X = \overline{A}B + A\overline{B}$, $Y = \overline{C}B + C\overline{B}$ $Z = \overline{C}D + C\overline{D}$. Ce qui se traduit par le schéma à relais indiqué sur la figure. On aurait de même $A = W$, $B = \overline{W}X + W\overline{X}$, $C = \overline{W}\overline{X}Y + \overline{W}X\overline{Y} + W\overline{X}\overline{Y}$ $+ WXY$.

4.5. - Détection des erreurs.

Les pannes d'équipement et le bruit peuvent entraîner des erreurs dans la transmission d'une information codée, il est intéressant de pouvoir détecter automatiquement ces erreurs.

On peut supposer tout d'abord qu'il n'y a pas plusieurs erreurs simultanément et un procédé très utilisé pour détecter l'erreur et le test de parité. Il consiste à envoyer un digit supplémentaire avec chaque information codée et ce digit est choisi de façon que l'information binaire contienne un nombre pair ou impair de 0 ou de 1 (il y a donc 4 façons de faire le test de parité).

Nous indiquons ci-dessous un exemple d'application du test de parité, la parité portant sur les digits 1.

Code original				Code original + parité				
2	4	2	1					
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0	1	0	1
0	0	1	1	0	0	1	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	1
1	0	1	1	1	0	1	1	1
1	1	0	0	1	1	0	0	0
1	1	0	1	1	1	0	1	1
1	1	1	0	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	0

Le test de parité ne permet pas de détecter où se trouve l'erreur.

Ainsi, lorsque nous recevons l'information 0 1 0 0 0 nous savons qu'elle est fausse, mais nous ne pouvons pas dire si l'information exacte est 0 0 0 0 0 - 0 1 0 0 1 ou 1 1 0 0 0.

Il est possible de trouver des codes qui se prêtent bien au test de parité, de façon que l'erreur soit détectée très facilement et d'une façon automatique.

Ainsi, dans le cas du code binaire 7-4-2-1, si l'on écrit le décimal 0 sous la forme 1 1 0 0, le digit de parité conduit à un code susceptible d'être mis en oeuvre avec un système du type 2/5.

Décimal	A	B	C	D	(P)
	7	4	2	1	0
0	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	1
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	1
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0
7	1	0	0	0	1
8	1	0	0	1	0
9	1	0	1	0	0

Le circuit pour détecter l'erreur de l'information est défini par la fonction S_2 (A, B, C, D, P)

Dans les machines à calculer on utilise souvent un code dérivé du code binaire 4, 3, 2, 1 ; on lui ajoute 2 digits A et B et l'on affecte à ces digits 1 ou 0 suivant que le décimal est ≥ 5 ou < 5. On ajoute ensuite le test de parité comme il est indiqué ci-après.

A	B	C	D	E	F	P
5	0	4	3	2	1	0
0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0

On voit ici que le circuit de test peut être facilement défini par les 2 fonctions symétriques S_1 (A, B) et S_1 (C, D, E, F, P).

4.6.- Détection et correction des erreurs.

Le principe est le suivant si une erreur s'est produite et si elle est localisée, il suffit pour la corriger de remplacer le digit supposé faux par son complément. Une des méthodes les plus utilisées est celle d' Hamming :

a) Il faut ajouter à l'information codée qui contient d digits t digits de test.

b) Les t digits de test permettent de trouver un nombre binaire dont l'équivalent décimal donne la position de l'erreur, on l'appelle nombre de position.

c) Le nombre de position doit avoir assez de digits pour pouvoir

indiquer la position de l'erreur dans les d+t positions possibles, il doit de plus permettre la valeur 0 0 0 ... 0 pour écrire la condition "pas d'erreur nulle part". k est alors défini par l'inégalité :

$$2^k \geqslant m + k + 1$$

Par exemple pour une information de 8 digits, 4 digits supplémentaires sont nécessaires pour compléter le code.

L'erreur peut se produire dans les d+t positions et non pas dans les d positions seulement de l'information codée.

Les codes de Hamming affectent les positions 1, 3, 5 aux digits de tests et les positions 2, 4, 6, 7 aux digits de l'information codée. La numérotation des positions étant faite de gauche à droite comme indiquée ci-dessous.

L'ordre des opérations de codage est ① ② ③ ④

1	2	3	4	5	6	7	
t	d	t	d	t	d	d	
	1		0		1	1	Information ①
	1	[1]	0		1	1	Test de parité 2-3-6-7 ②
	1	1	0	[0]	1	1	Test de parité 4-5-6-7 ③
[0]	1	1	0	0	1	1	Test de parité 1-3-5-7 ④
0	1	1	0	0	1	1	Message à transmettre.

La conversion des décimales de 0 à 15 serait la suivante :

	1 t	2 t	3 d	4 t	5 d	6 d	7 d
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	1	0	0	1
2	0	1	0	1	0	1	0
3	1	0	0	0	0	1	1
4	1	0	0	1	1	0	0
5	0	1	0	0	1	0	1
6	1	1	0	0	1	1	0
7	0	0	0	1	1	1	1
8	1	1	1	0	0	0	0
9	0	0	1	1	0	0	1
10	1	0	1	1	0	1	0
11	0	1	1	0	0	1	1
12	0	1	1	1	1	0	0
13	1	0	1	0	1	0	1
14	0	0	1	0	1	1	0
15	1	1	1	1	1	1	1

Supposons que l'on transmette l'information codée correspondant à l'équivalent décimal 12 avec une erreur à la 6ème position.

Les tests de parité donnent alors :

	0	1	1	1	1	0	0		
	0	1	1	1	1	[1]	0		
test de parité 4, 5, 6, 7				1	1	1	0	⟶	1
test de parité 2, 3, 6, 7		1	1			1	0	⟶	1
test de parité 1, 3, 5, 7	0		1		1		0	⟶	0

Le nombre de position étant 1 1 0, l'erreur se trouve à la 6ème position.

Chapitre V

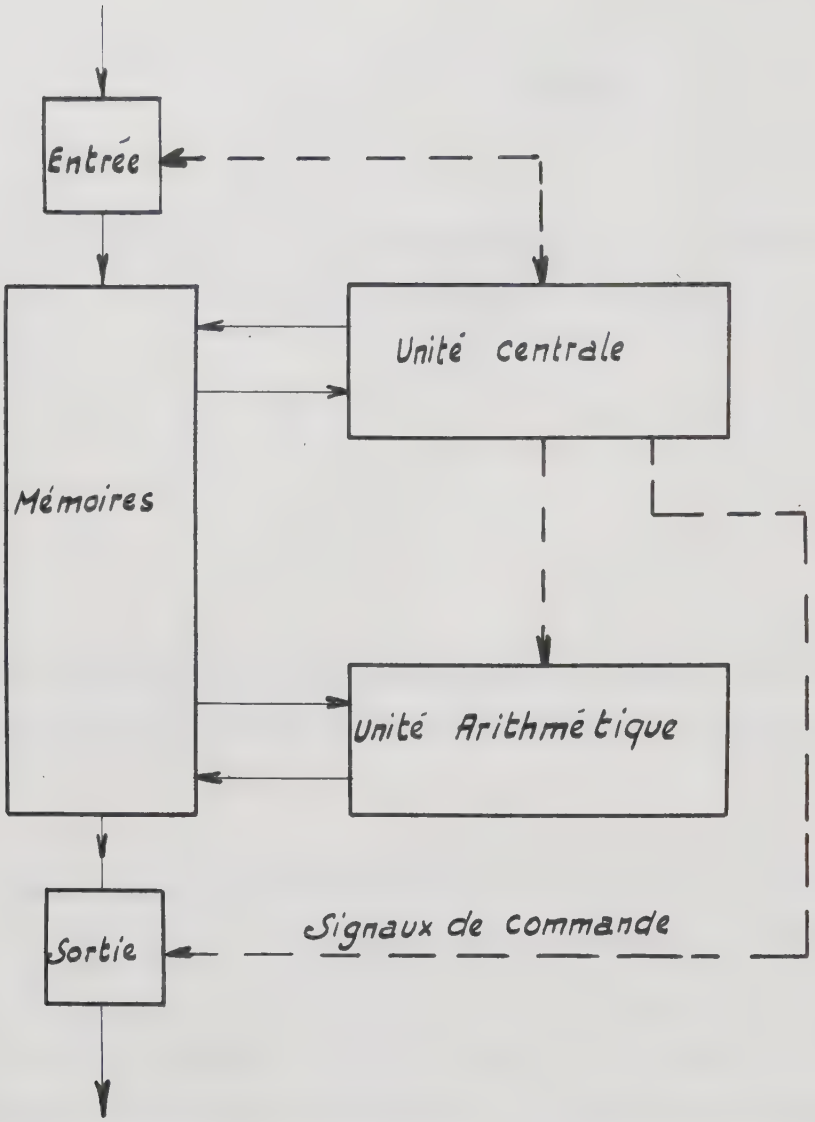
RAPPEL SOMMAIRE DE L'AGENCEMENT ET DU FONCTIONNEMENT DES CALCULATEURS DIGITAUX

5.1.- Définition.

Un calculateur digital comprend en général des organes d'entrée et de sortie, des organes de commande, des mémoires et des organes de calcul.

La figure 5.1 représente le schéma de base d'un calculateur digital. L'unité arithmétique comprend essentiellement les organes de calcul, alors que l'unité centrale qui comprend les organes de commande interprète les instructions figurant au programme et coordonne le fonctionnement des éléments du calculateur. On subdivise assez souvent cette unité en base de temps ; organe d'interprétation et commande de l'avance du programme.

Lorsque l'homme n'a plus à intervenir dans l'unité centrale et que le calculateur se substitue à lui pour prendre également les décisions logiques, le calculateur devient alors un ordinateur.



L'unité centrale interprète les instructions figurant au programme et coordonne le fonctionnement des élements au calculateur

SCHEMA DE BASE D'UN CALCULATEUR DIGITAL

FIG : 5-1

5.2. - Numération binaire, représentation de la virgule et notions de complément.

La numération binaire est le propre bien entendu du calculateur digital et à titre indicatif, nous rappelons la façon de représenter un nombre décimal inférieur à l'unité dans cette numération.

Exemple.

$$0,1011 = 0 + 1 \times 2^{-1} + 0 \times 2^{-2} + 1 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4}$$

ou encore $0 + \frac{1}{2} + 0 + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} = 0,6875$

Le compteur binaire est bien entendu très bien adapté pour le comptage des impulsions utilisées dans cette numération.

Le code le plus utilisé est le code du type 8-4-2-1, pour lui donner plus de souplesse, on lui donne la possibilité de contenir les lettres de l'alphabet et on a alors un code alphanumérique.

Les machines arithmétiques universelles, c'est-à-dire non spécialisées dans la résolution de problèmes de type donné, travaillent en général en virgule flottante. Au contraire, les machines arithmétiques associées à des chaines automatiques exécutent en général le même problème et il est alors possible de préciser une fois pour toutes les ordres de grandeur.

Pour les signes on affecte en général le chiffre 0 au signe + et le chiffre 1 au signe -.

La règle des signes est indiquée ci-après.:

$$+ \;.\; + \longrightarrow 0 + 0 \longrightarrow 0 \text{ soit } +$$
$$- \;.\; + \longrightarrow 1 + 0 \longrightarrow 1 \text{ " } -$$
$$+ \;.\; - \longrightarrow 0 + 1 \longrightarrow 1 \text{ " } -$$
$$- \;.\; - \longrightarrow 1 + 1 \longrightarrow 0 \text{ " } +$$

Le complément restreint d'un nombre est le nombre obtenu en changeant tous les digits qui le composent en leurs compléments. Exemple : si $x = 0,0110100$ le complément restreint de x est $-x = 1,1001011$ On peut vérifier que $x + (-x) = 2 - 2^{-7}$. Le complément vrai de x se représente en général par $-x'$ et il est défini par l'égalité $x + (-x') = 2$.

Dans l'exemple donné, on a $-x' = 1,1001100$. Ces notions de compléments permettent de définir des règles de calcul pour l'addition algébrique. Les nombres négatifs étant écrits sous forme de complément restreint, l'addition s'effectue normalement sur tous les digits (y compris le digit de signe) et s'il y a une retenue au dernier rang à gauche, on la reporte au dernier rang à droite.

Exemple : A partir de $x_1 = 0,0110100$ $\quad x_2 = 0,0011011$
on va développer le calcul de $x_1 - x_2$ $\quad x_2 - x_1$ et $-x_1 - x_2$

$$\begin{aligned} x_1 &= 0,0110100 \\ -x_2 &= 1,1100100 \\ x_1 - x_2 &= 0,0011000 \\ &\quad\ 1 \\ \hline &\quad\ 0,0011001 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_2 &= 0,0011011 \\ -x_1 &= 1,1001011 \\ \hline x_2 - x_1 &= 1,1100100 \\ &\text{soit } -(0,0011011) \end{aligned}$$

$-x_1 = 1,1001011$

$-x_2 = 1,1100100$

$-x_2 - x_1 = 1,0101111$

$\qquad\qquad\qquad\qquad 1$

$1,0110000$ soit $-(0,1001111)$

Il y a deux représentations possibles pour le 0 :
le zéro positif —— 0,000000 et le zéro négatif 1,111111

Lorsque 2 nombres sont égaux, on peut montrer que le résultat de leur soustraction conduit toujours à un zéro négatif.

Le complément vrai peut s'obtenir très facilement à partir du complément restreint, en lui ajoutant l'unité de poids la plus faible.

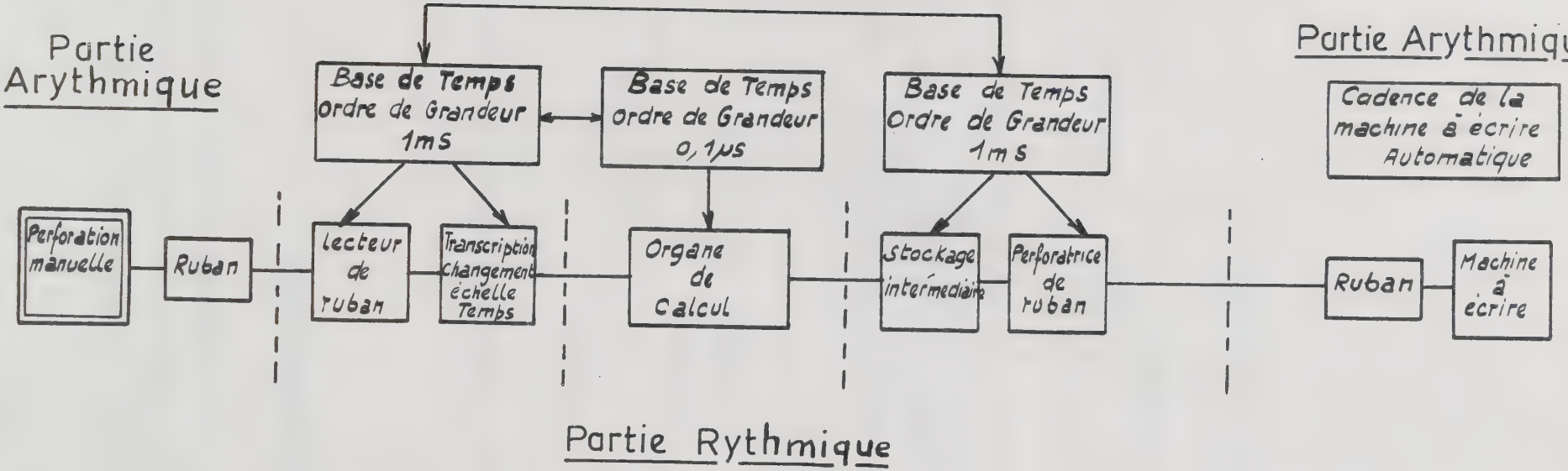
Exemple si $x = 0,0110100$

Complément restreint de x =	1,1001011
Addition de l'unité de poids le plus faible	0,0000001
et on a pour complément vrai	1,1001100

L'opération de soustraction se fait alors beaucoup plus facilement à partir du complément restreint.

5.3. - Numération parallèle et numération série.

La répartition temps dans une machine à calculer du type digital est indiquée sur la figure 5.2. Les parties arythmiques concernent essentiellement les organes d'entrée et de sortie alors que la partie rythmique



REPARTITION DES TEMPS DANS UNE MACHINE A CALCULER DU TYPE DIGITA

FIG : 5-2

concerne essentiellement les organes de calcul.

La vitesse de calcul est de beaucoup affectée par le système de numération utilisé : numération parallèle et numération série.

Dans la numération parallèle, voir figure 5. 3, on transmet simultanément les différents digits du lieu A au lieu B, alors que dans la numération série cette transmission se fait digit après digit.

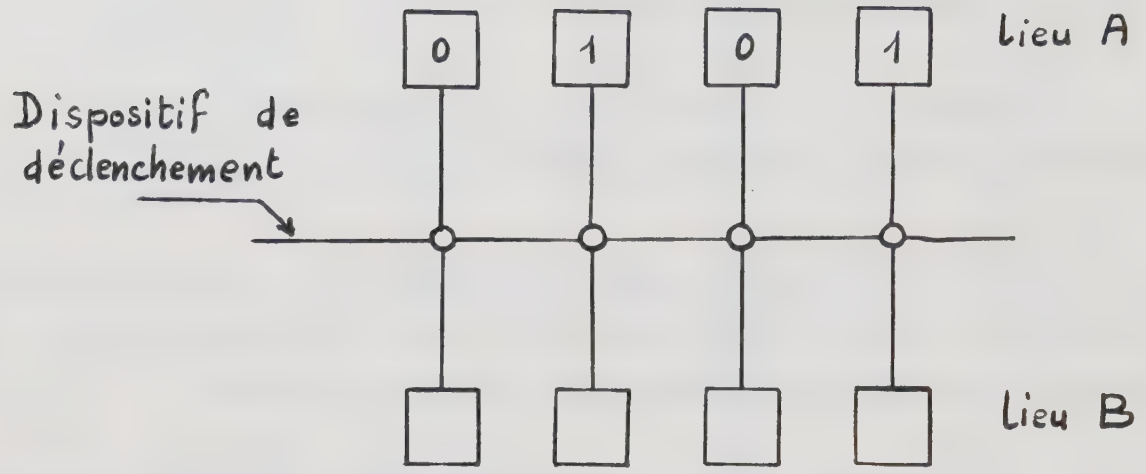
Sur la figure 5. 4. la transformation d'une information série en information parallèle est indiquée, ainsi que la transformation inverse. On constate qu'on utilise essentiellement des lignes à retard.

On peut dire en résumé que si la transmission d'un mot de n digits en numération parallèle nécessite une unité de temps, en numération série elle nécessite n unités de temps.

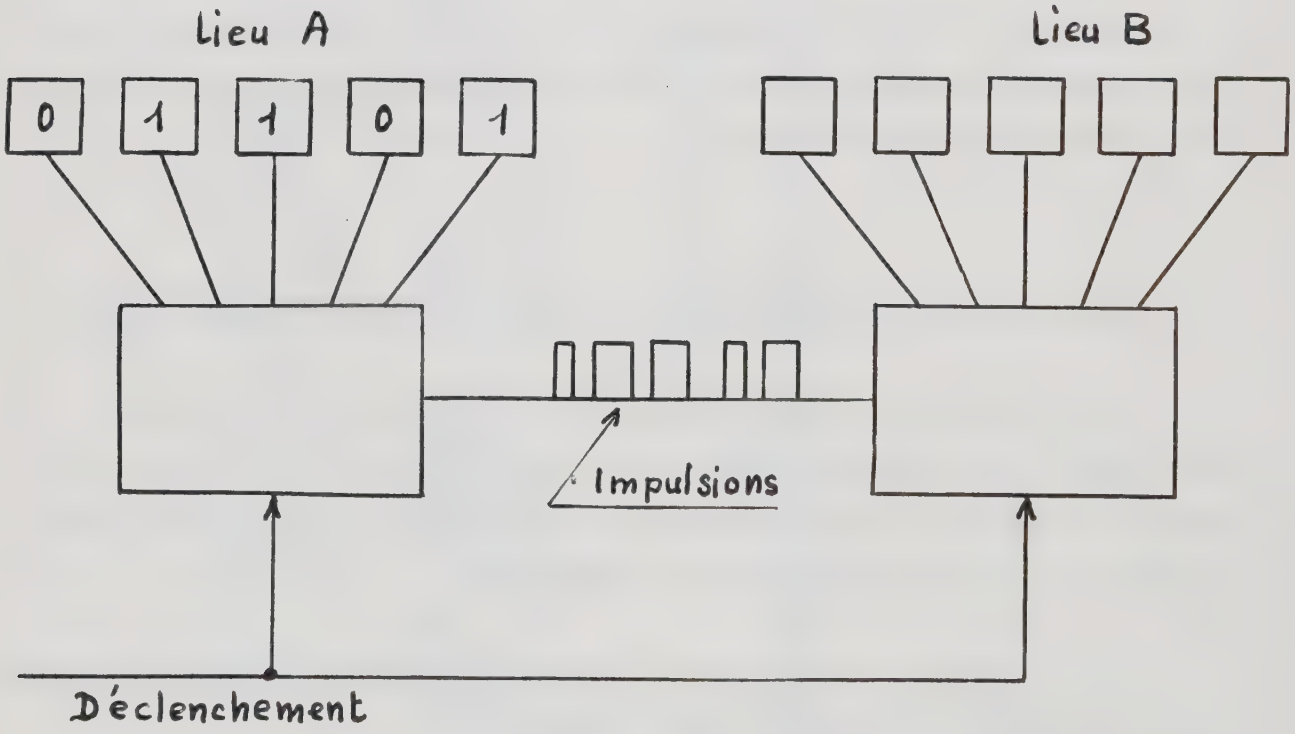
5. 4. - Les transferts d'information. Programmes et sous programmes.

Les transferts d'informations sont des opérations logiques qui permettent à ces dernières d'aller d'un lieu de la machine où elles sont stockées à un autre lieu et un seul. Les transferts d'informations ne sont le plus souvent que des opérations d'aiguillages.

Le programme comporte en général une suite d'instructions que les organes de calcul doivent suivre les unes après les autres. Ces instructions conduisent le plus souvent à des opérations arithmétiques et des comparaisons. Les instructions de comparaison peuvent modifier la suite des instructions comme il est indiqué sur la figure 5. 5.



NUMÉRATION PARALLÈLE



NUMÉRATION SÉRIE

FIG: 5-3

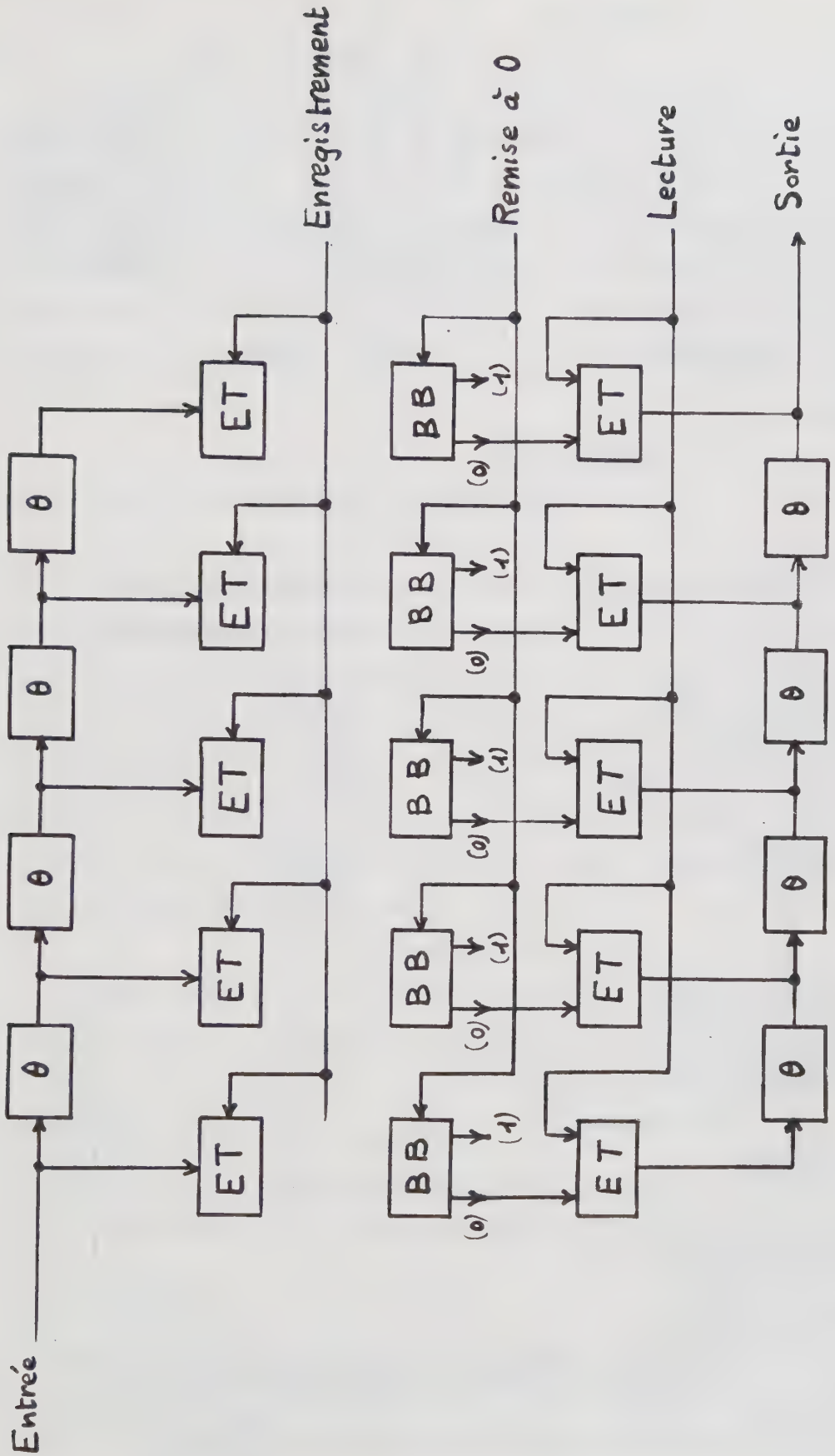


FIG : 5-4

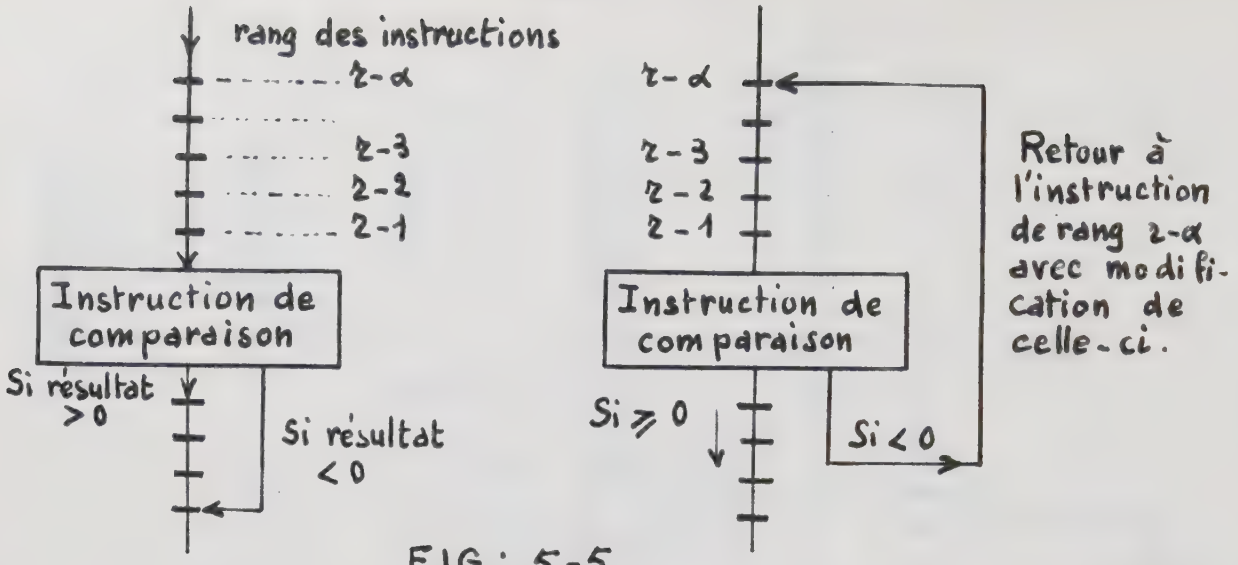

rang des instructions
z-α
z-3
z-2
z-1
Instruction de comparaison
Si résultat >0
Si résultat <0
z-α
z-3
z-2
z-1
Instruction de comparaison
Si ⩾ 0
Si < 0
Retour à l'instruction de rang z-α avec modification de celle-ci.

FIG : 5-5

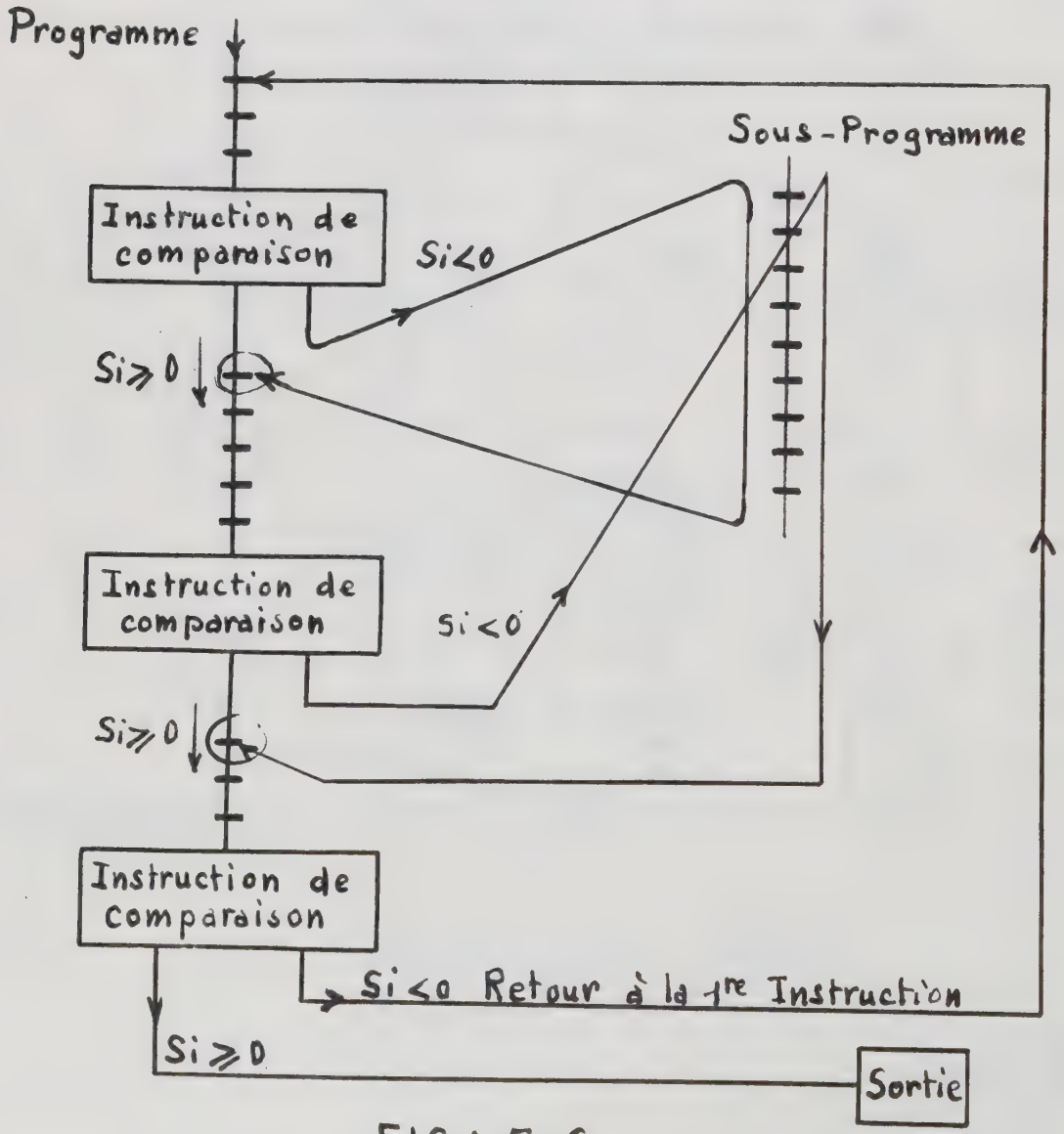

Programme
Sous-Programme
Instruction de comparaison
Si<0
Si⩾0
Instruction de comparaison
Si<0
Si⩾0
Instruction de comparaison
Si<0 Retour à la 1re Instruction
Si⩾0
Sortie

FIG : 5-6

Lorsqu'on a un nombre d'opérations, toujours les mêmes, à effectuer, il peut être intéressant de les grouper dans un même sous-programme (voir figure 5.6) lui-même inclu dans un programme déterminé. Cette notion de sous-programme se généralise principalement pour les calculateurs spécialisés. On voit sur la figure qu'à la suite du résultat des opérations commandées par les deux instructions de comparaison, dans la suite du programme, on peut passer deux fois de suite par le même sous-programme.

5.5. - Organisation logique du calculateur.

Un calculateur digital comprend le plus souvent une dizaine de circuits élémentaires répétés à des centaines ou des milliers d'exemplaires. Aussi la complexité d'un calculateur digital est toute relative dès que les circuits élémentaires sont bien définis ; mais il reste toujours un certain nombre de difficultés à résoudre du côté accouplement des éléments. La nature des problèmes pour lesquels la machine est destinée doit être prise en considération pour le choix, l'établissement et la formation des fonctions à réaliser.

Une instruction ne peut comporter que la seule lettre de fonction sans quoi elle est inutilisable, une adresse au moins doit être adjointe à la lettre de fonction. Les instructions à plusieurs adresses sont courantes dans les machines actuelles.

Nous donnons ci-dessous un exemple d'instruction à 2 adresses :

0110001	10101	010
1ère adresse (nombre appelé)	Lettre de fonction	2ème adresse (destination du nombre appelé)

Les instructions et les nombres constituent des mots, du point de vue technologique il y a intérêt à avoir des mots de même longueur de façon à banaliser les mémoires.

Tant que l'on ne rencontre pas d'instruction conditionnelle, les instructions se suivent et le registre dit "cumultatif" dans lequel se trouve l'instruction suivante à lire n'est le plus souvent qu'un compteur d'instruction ou encore un "compteur ordinal".

L'interprétation d'une instruction nécessite bien entendu d'en séparer les différentes parties (lettre de fonction et adresses). On peut affecter un registre spécial pour faire automatiquement cette séparation. Mais on peut aussi utiliser plus simplement un registre banal qui transite nombre et instructions et l'extraction s'effectue par l'opération logique "ET" ou intersection.

C'est ainsi que l'instruction	01010	0110100110
	fonction	adresse
intersectée avec	11111	0000000000
donne	01010	0000000000

Ce qui permet de séparer l'adresse de la fonction.

Les organes de calcul sont en communication avec les mémoires rapides qui doivent être accessibles immédiatement et sans trop d'attente, la lecture du nombre doit être faite à un rythme aussi élevé que possible et ceci évite l'emploi de registre intermédiaire. Les mémoires lentes servent d'intermédiaire entre les mémoires rapides et les mémoires externes. Les mémoires externes ont la possibilité d'être remplies manuellement d'une façon arythmique, d'être lues aussi vite que possible et d'être modifiées en cours de calcul.

Les organes de commande sont essentiellement constitués de sélecteurs, décodeurs, horloge, compteurs ordinaux, compteurs de temps. Les sélecteurs utilisés opèrent toujours à partir du système binaire, ils effectuent ainsi un choix parmi 2^n possibilités. L'interprétation de la lettre de fonction est plus généralement un problème de décodage. Il s'agit d'établir à partir d'une représentation binaire un circuit particulier correspondant à une fonction.

Les organes de calcul comprennent des demi-additionneurs, des mémoires en anneaux, des circuits de coïncidence, etc.... qui, selon la façon dont ils sont connectés réalisent un additionneur, un soustracteur, un multiplieur, etc ....

5.6. - Les circuits fonctionnels fondamentaux.

5.6.1. - L'horloge.

L'horloge est l'organe qui permet de définir d'une manière précise le rythme de calcul de la machine et le synchronisme de certaines opérations. Pour cela, on utilise un oscillateur suivi d'un circuit de mise en forme, et d'une cascade de bascules : voir figure 5.7.

Cette méthode ne permet pas d'obtenir des impulsions décalées. Il est possible alors pour les fabriquer d'utiliser des signaux de base sur lesquels on effectue un certain nombre d'opérations logiques.

5.6.2. - Les bascules.

Les bascules, basculeurs, ou multivibrateur bistable ou encore

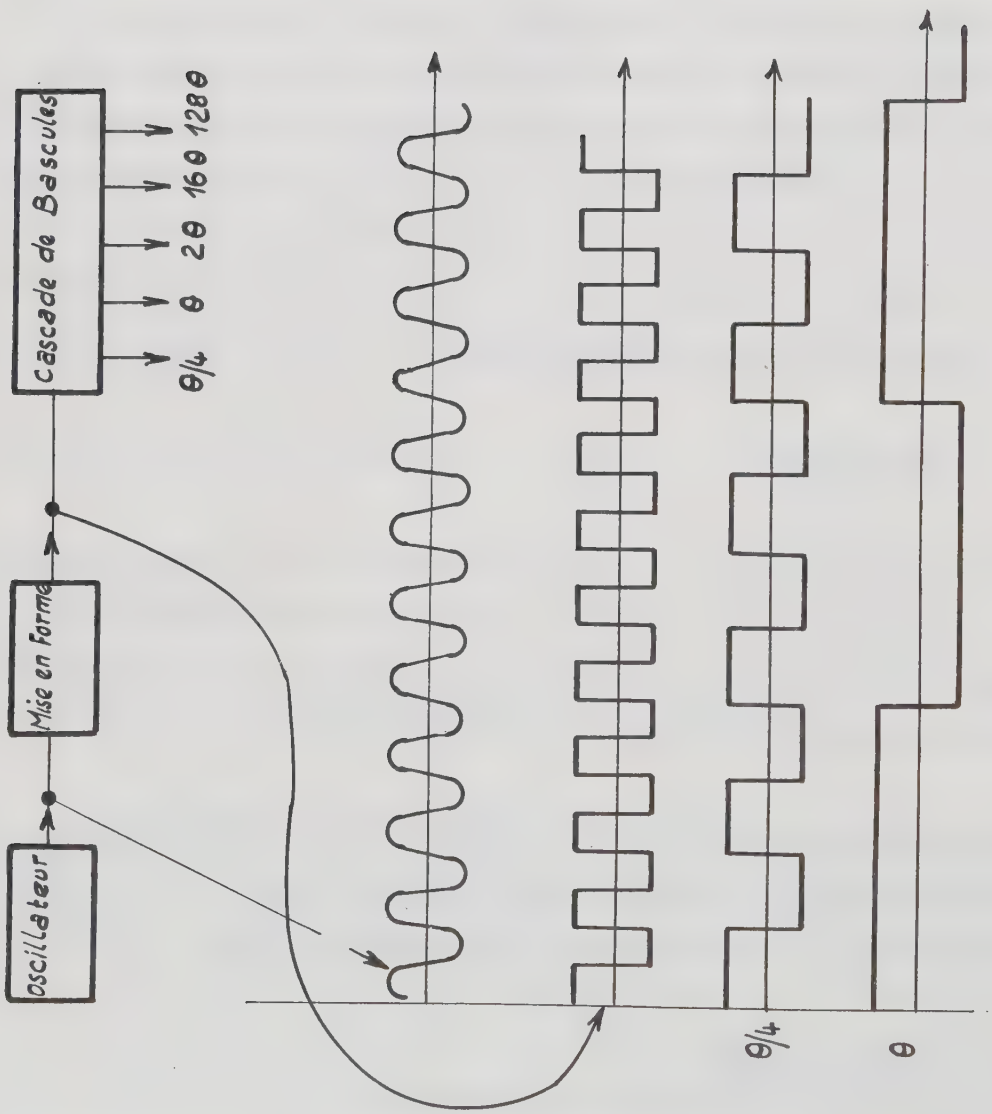

HORLOGE
Oscillateur
Mise en forme
Cascade de Bascules
θ/4 θ 2θ 16θ 128θ
θ/4
θ

FIG : 5-7

flip-flop sont des circuits dotés de deux états stables bien différenciés. ils possèdent toujours deux sorties complémentaires et peuvent être à une ou deux entrées.

La figure 5-8 a représente une bascule à une entrée ou bascule symétrique, ainsi représentée elle se trouve dans l'état 0. La figure 5-8 b représente une bascule à 2 entrées ou bascule dissymétrique, ainsi représentée elle se trouve dans l'état 0. Les figures 5-8 c et 5-8 d représentent des bascules symétriques avec remise à 0.

Il est facile de construire des compteurs en chaine ou en anneau à l'aide de bascules.

On peut réaliser un compteur en chaine en montant en cascade une série de bascules à commande symétrique, de même qu'on peut réaliser un compteur en anneau en utilisant n bascules à commande dissymétrique bouclées sur elles-mêmes.

5.6.3.- Les registres.

Le registre binaire a essentiellement comme but de garder seulement la mémoire d'un "mot", ce mot étant donné sous la forme d'une suite de digits (impulsions par exemple) se succédant à intervalles réguliers.

La figure 5-9 représente un registre binaire réalisé à l'aide d'éléments à retard, d'éléments logiques et de bascules. Les 2 fonctions Enregistrement et Remise à zéro sont mises en évidence.

La figure 5-10 représente un registre binaire à décalage. Le déca-

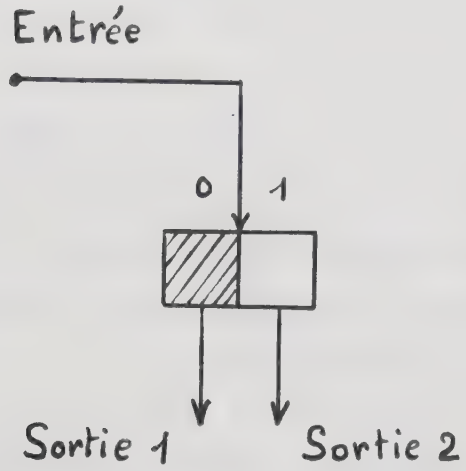


FIG : 5-8 a

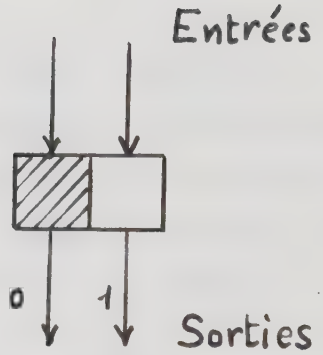


FIG : 5-8 b

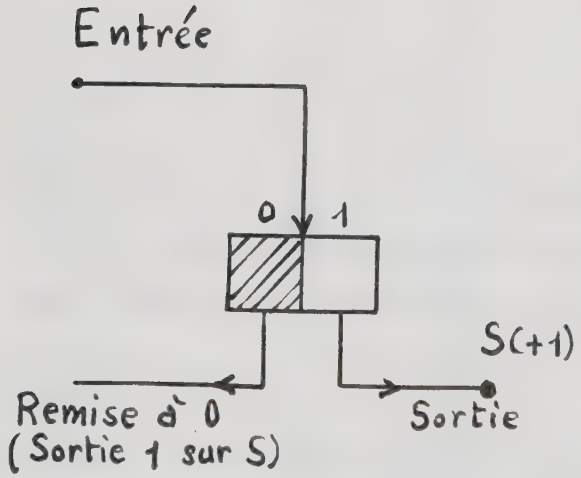


FIG : 5-8 c

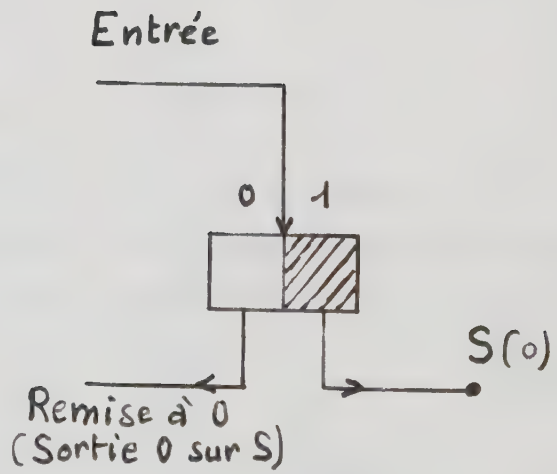


FIG : 5-8 d

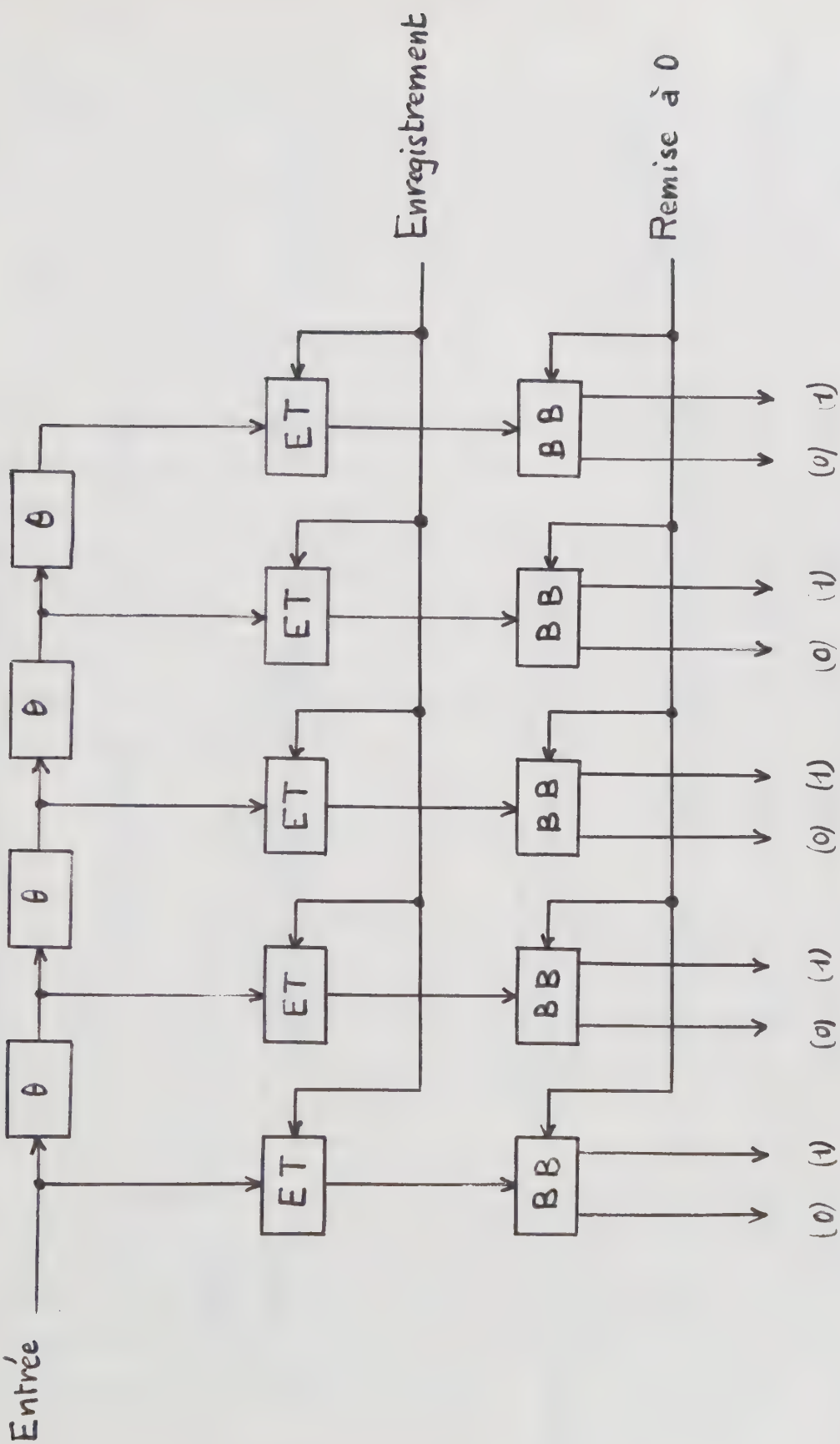
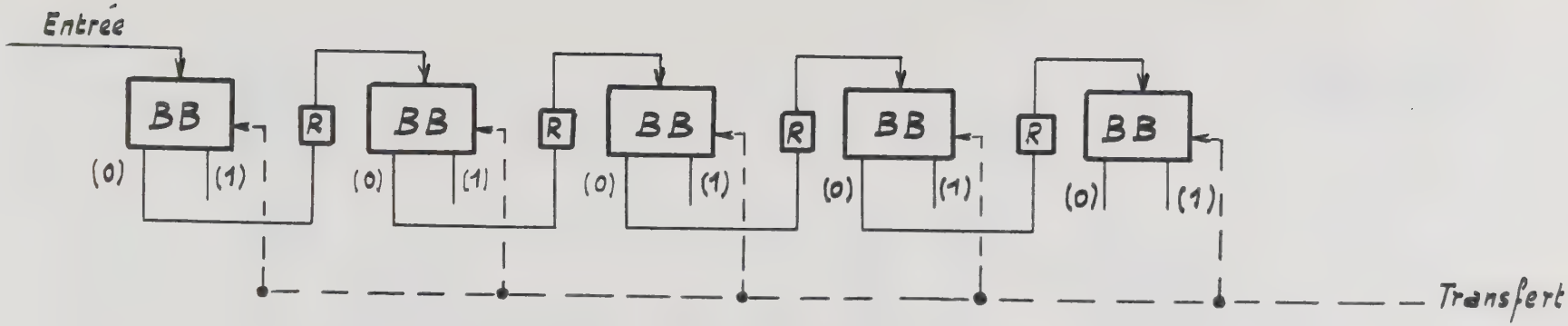
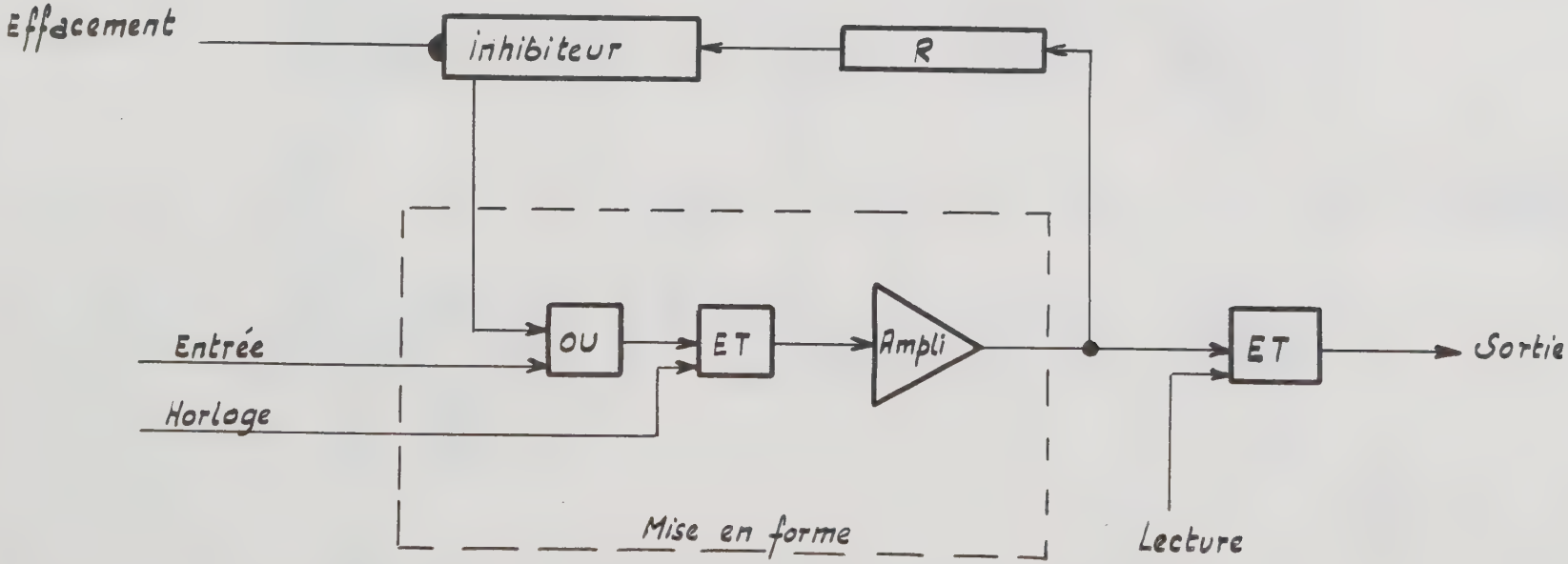


FIG: 5-9



REGISTRE BINAIRE A DECALAGE

FIG : 5-10



REGISTRE BINAIRE DYNAMIQUE

FIG : 5-11

lage est commandé par un deuxième train d'impulsions de même période de récurrence que les digits des signaux d'entrée mais dont chaque impulsion apparaît sensiblement au milieu de l'intervalle qui sépare deux digits consécutifs. Les retards entre bascules n'ont pour but ici que d'éviter que chaque bascule reçoive à la fois l'impulsion d'information digit et l'impulsion de remise à 0.

La figure 5-11 représente un registre dynamique, la présence d'un mot binaire se traduit par la circulation permanente d'impulsions représentatives le long du circuit bouclé où ce mot est enregistré. On arrête la circulation par effacement au moyen de l'inhibiteur ; il faut alors que la durée du signal d'effacement soit égale à celle du nombre enregistré. Le dispositif à retard R a une capacité fonction du nombre de digits à enregistrer. L'inhibiteur permet d'assurer la continuité de boucle en l'absence de signal.

5.6.4. - Les organes de mémoires.

On peut varier à l'infini les procédés de stockage d'une information binaire ; seuls cependant les éléments présentant des caractéristiques non linéaires sont susceptibles d'être utilisées. En particulier, tout élément possédant de l'hystérésis peut avantageusement être utilisé comme élément de mémoire.

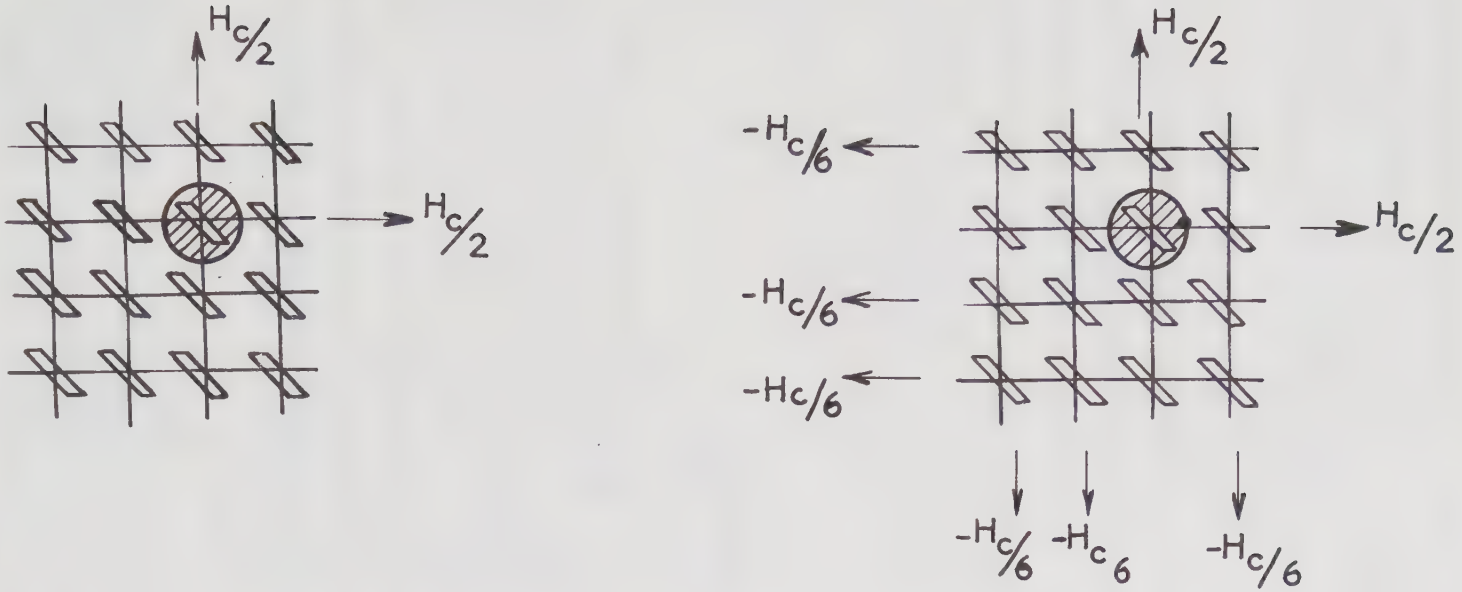
Les premières mémoires utilisées ont été celles à relais électromécaniques, puis à bascules électroniques, des mémoires électrostatiques sont apparues lorsque le nombre des informations à traiter est devenu plus important (tubes de William, tube à grille barrière, etc...) puis des mémoires à lignes à retard.

Les réalisations les plus récentes n'utilisent pratiquement que des mémoires se présentant sous la forme de surfaces aimantées (tambours magnétiques, bandes magnétiques, disques) et les mémoires à noyaux ou à tores magnétiques. Les premières sont caractérisées par une très grande capacité qui permet d'y enregistrer des tables de fonctions, des sous programmes, etc... Alors que les secondes ont l'avantage d'un temps d'accès très court, qui les rend aptes aux calculs arithmétiques (Pour l'IBM 704 le temps d'accès est de l'ordre de 12 μs).

La sélection matricielle des noyaux magnétiques s'effectue par la méthode des courants coïncidents. La figure 5-12 a, représente un principe de sélection ou le rapport de sélection est de 2. Lorsqu'il est nécessaire d'augmenter le rapport signal/bruit, on envoit sur les lignes non sélectionnées un signal proportionnel à $- H_{c/6}$, figure 5-12 b. On distingue alors : les noyaux sélectionnés soumis à H_c, les noyaux semi sélectionnés soumis à $+ H_{c/3}$ et les noyaux non sélectionnés soumis à $- H_{c/3}$.

De toutes façons l'opération de lecture détruit automatiquement l'opération d'écriture et une opération d'écriture doit suivre obligatoirement une opération de lecture pour pouvoir conserver l'information.

Il est nécessaire d'agencer des dispositifs d'écriture et de lecture autour de la matrices à torres. Un exemple de tels dispositifs est indiqué figure 5-13. Les signaux de lecture et les signaux d'écriture sont élaborés dans un générateur de signaux. Pour que la coïncidence des signaux de sélection appliqués respectivement à la ligne et à la colonne de la matrice à l'insertion desquelles se trouve le noyau à sélectionner puisse être assurée dans tous les cas, il y a intérêt à utiliser des impulsions fixes pour les signaux de ligne par exemple et des impulsions larges encadrant



PRINCIPE DE LA SÉLECTION MATRICIELLE DANS LES MEMOIRES A TORES

FIG : 5-12

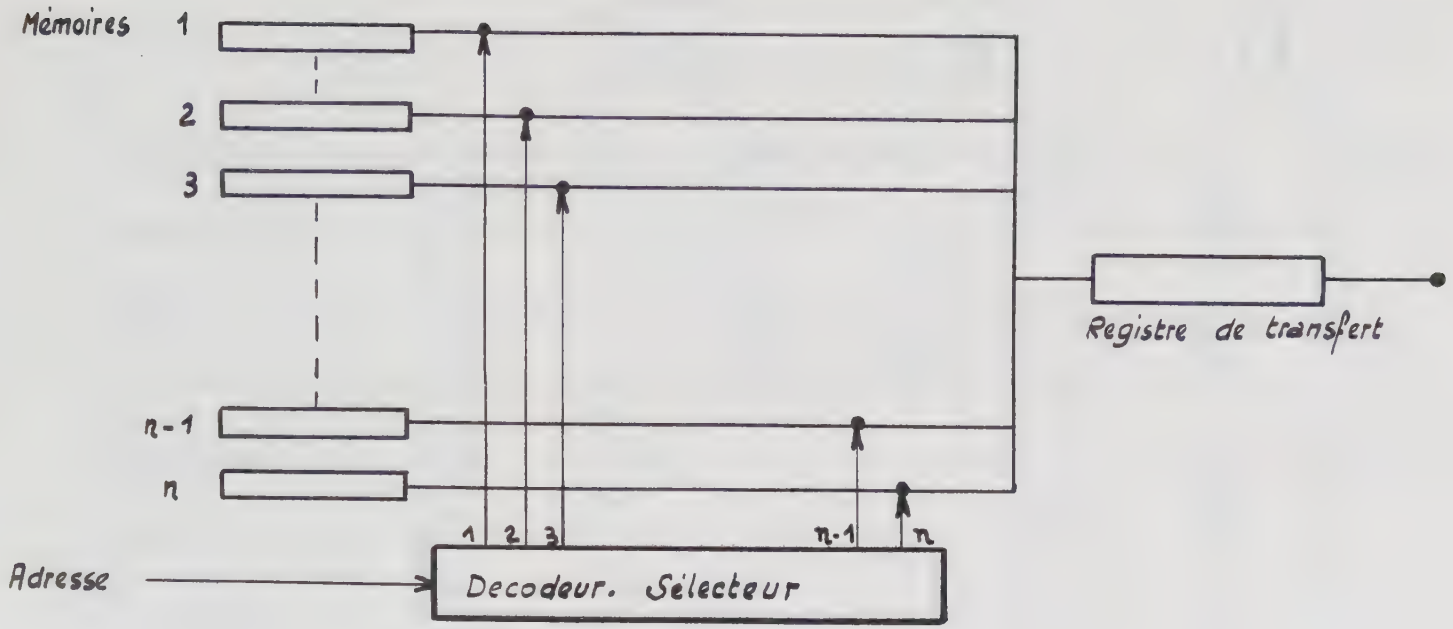
les premières pour les signaux de colonne. Pour effectuer une opération de lecture, on utilise la première partie du cycle de base pour tester le digit enregistré par le noyau à l'adresse indiquée, puis, si le digit testé à la valeur 1, on le réinscrit dans le même noyau au cours de la seconde partie du cycle de base. Il y a un ou entre le générateur de signaux de lecture et d'écriture et le décodeur d'adresses lignes. Ce circuit a pour but de tenir compte des deux origines possibles des signaux d'écriture : signaux en provenance du générateur s'il s'agit d'une opération volontaire d'écriture ; signaux retardés en provenance de l'amplificateur de lecture s'il s'agit d'une opération d'écriture effectuée automatiquement à la suite d'une opération de lecture pour régénérer l'information testée.

5.6.5.- Les décodeurs sélecteurs.

Ces éléments font partie des organes de commande : En effet, chaque instruction du programme doit être interprétée par la machine. En particulier l'adresse (et l'on sait qu'il doit y en avoir au moins une par instruction) doit se traduire par l'établissement de connexions entre la mémoire qui possède cette adresse et un registre de transfert. La figure 5-14 représente le schéma de principe de fonctionnement d'un décodeur-sélecteur. Les sélecteurs sont souvent réalisés au moyen de diodes.

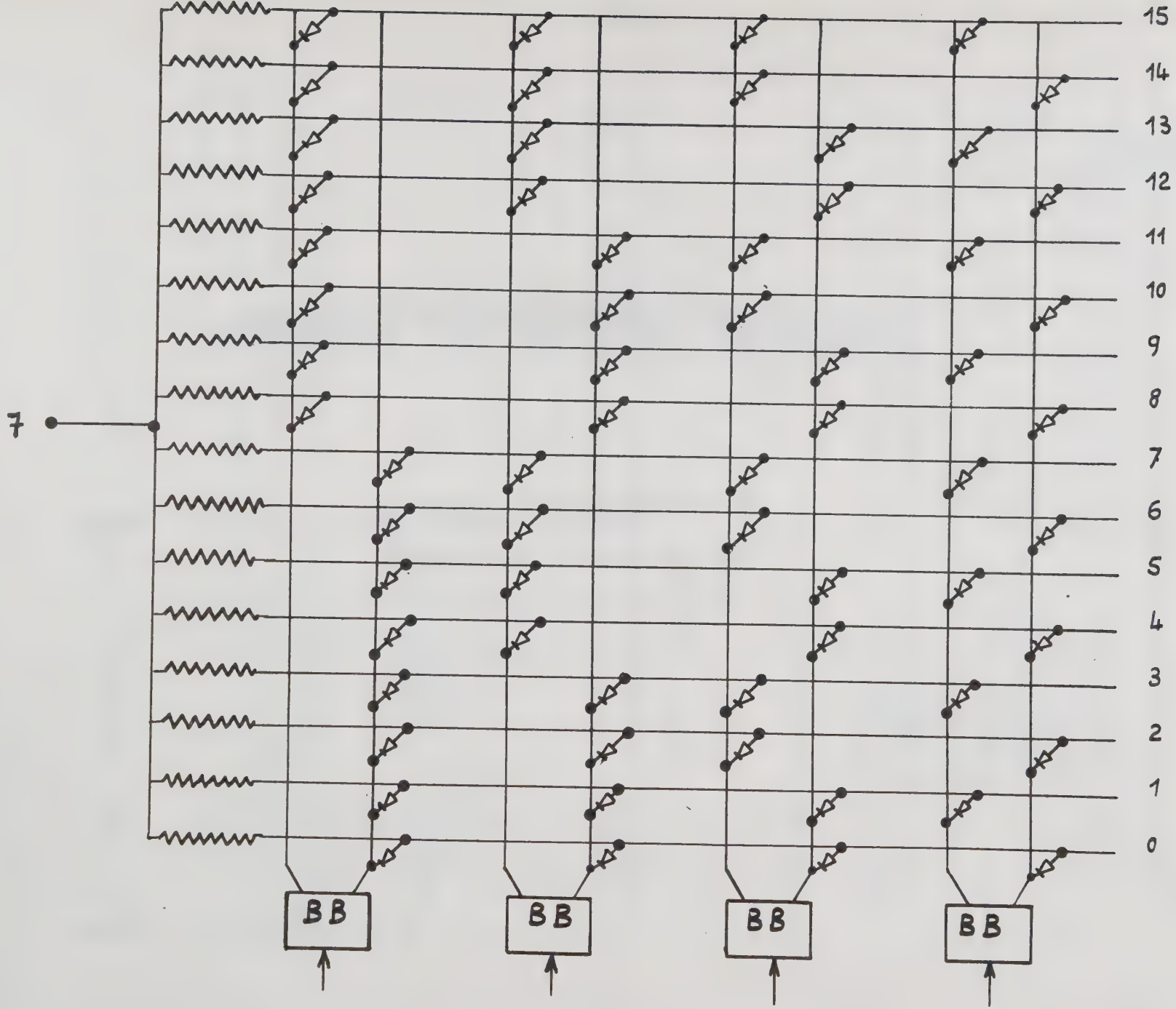
La figure 5-15 représente un sélecteur matriciel à diodes utilisé pour le décodage binaire-décimal. Dans certains cas, pour ce type de décodeur, on peut faire une grande économie de diodes en effectuant le décodage en 2 temps.

Les sélecteurs à tores sont de plus en plus utilisés. Mais il y a



PRINCIPE DU DECODEUR . SELECTEUR

FIG : 5 - 14



SELECTEUR MATRICIEL A DIODES

FIG: 5-15

une différence de structure entre le tore utilisé pour la mémoire et le tore utilisé pour le décodeur. En effet, le tore mémoire possède un enroulement de lecture commun à tous les noyaux alors que le tore décodeur possède un enroulement de sortie individuel pour chaque noyau.

Si une mémoire comporte n^4 tores, les sélecteurs de ligne et de colonne doivent contenir chacun n^2 tores.

5.6.6.- Les organes de calcul.

Un des organes le plus répandu est l'additionneur. Le totalisateur est un dispositif dans lequel on peut mettre en mémoire temporairement un nombre et provoquer automatiquement l'addition lorsqu'un second nombre se présente à l'entrée. Cette entrée peut être unique, dans ce cas le deuxième nombre doit se présenter nécessairement en numération série, elle peut être unique et alors le deuxième nombre doit être introduit en numération parallèle. L'additionneur est un dispositif dans lequel l'opération s'effectue d'emblée sur les 2 nombres qui peuvent se présenter en numération série ou parallèle. L'additionneur est donc un organe à 2 entrées ou 2 groupes d'entrées (dans le cas de la numération parallèle).

5.6.6.1.- L'additionneur série série.

C'est un dispositif dans lequel les 2 nombres à additionner se présentent simultanément en synchronisme poids faibles en tête.

Dans le cas où l'on a à additionner les 2 digits a_i, b_i, avec la retenue r_i, on en déduit comme indiqué dans le tableau ci-après, la somme S_i, la retenue à reporter r_{i+1} à partir de la somme partielle c_i. Ce tableau résume tous les cas possibles.

a_i	b_i	c_i	r_i	S_i	$r_{i+1} \equiv R_i$
0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	1	0
1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	0	1
0	0	0	1	1	0
0	1	1	1	0	1
1	0	1	1	0	1
1	1	0	1	1	1

En écriture logique : ceci conduit aux égalités $\longrightarrow$

$$\begin{cases} c_i = a_i \oplus b_i \\ S_i = c_i \oplus r_i \end{cases}$$

L'égalité $c_i = a_i \oplus b_i$ conduit au schéma logique du semi-additionneur représenté sur la figure 5-16. L'application du théorème de Morgan $X\overline{Y} + Y\overline{X} = (X + Y)(\overline{XY})$ permet de trouver un schéma qui utilise moins d'élément.

A partir du schéma du semi-additionneur, on peut alors déduire facilement le schéma de l'additionneur série série représenté figure 5-17.

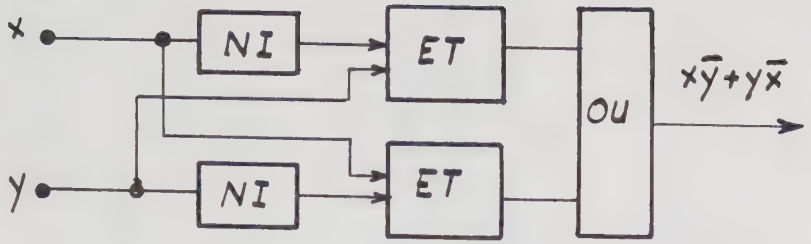
Dans le cas où l'on dispose des compléments de a_i, b_i et r_i, on peut alors utiliser les équations :

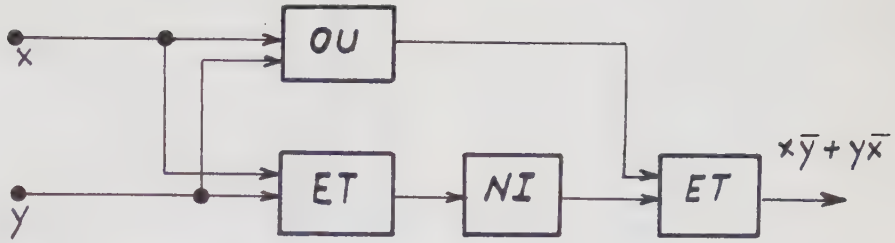
$$S_i = a_i \overline{b}_i \overline{r}_i + \overline{a}_i b_i \overline{r}_i + a_i b_i r_{i-1} + \overline{a}_i \overline{b}_i r_{i-1}$$

$$R_{i+1} = a_i b_i r_i + a_i b_i \overline{r}_{i-1} + a_i \overline{b}_i r_{i-1} + \overline{a}_i b_i r_{i-1}$$

et utiliser pour le semi-additionneur le schéma indiqué figure 5-18.

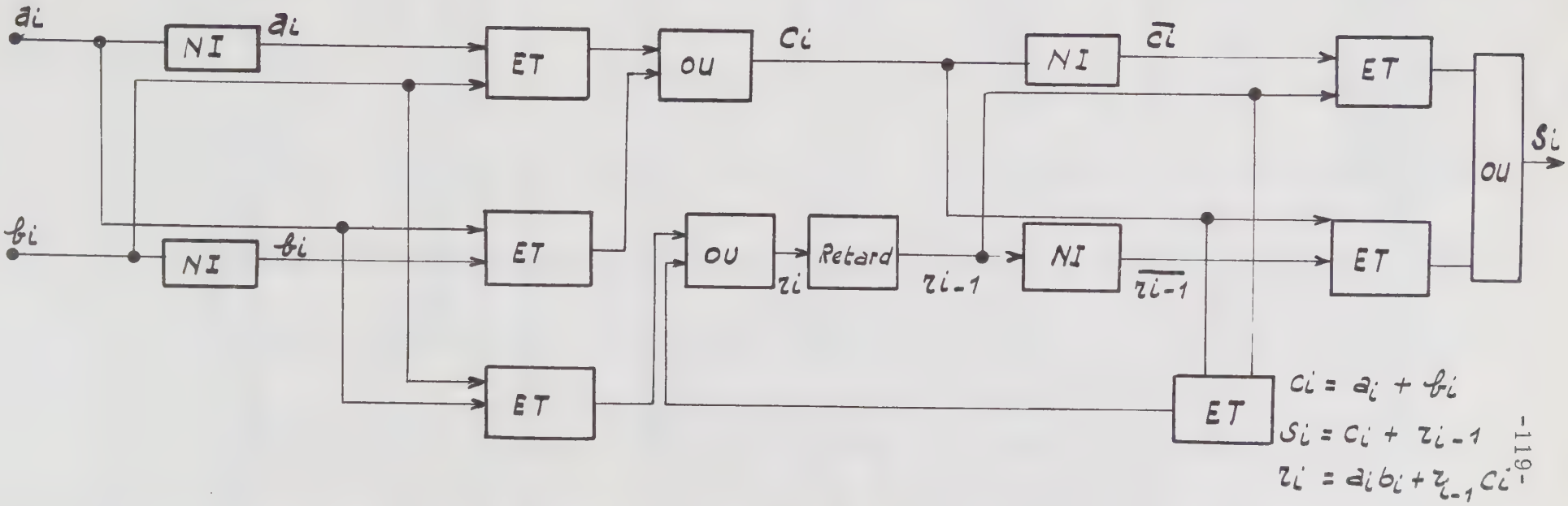
Souvent on utilise pour additionneur des matrices à diodes. Les





SCHEMA LOGIQUE DE PRINCIPE DU SEMI-ADDITIONNEUR

FIG: 5-16



PRINCIPE DU SCHEMA LOGIQUE DE L'ADDITIONNEUR SERIE

FIG: 5-17

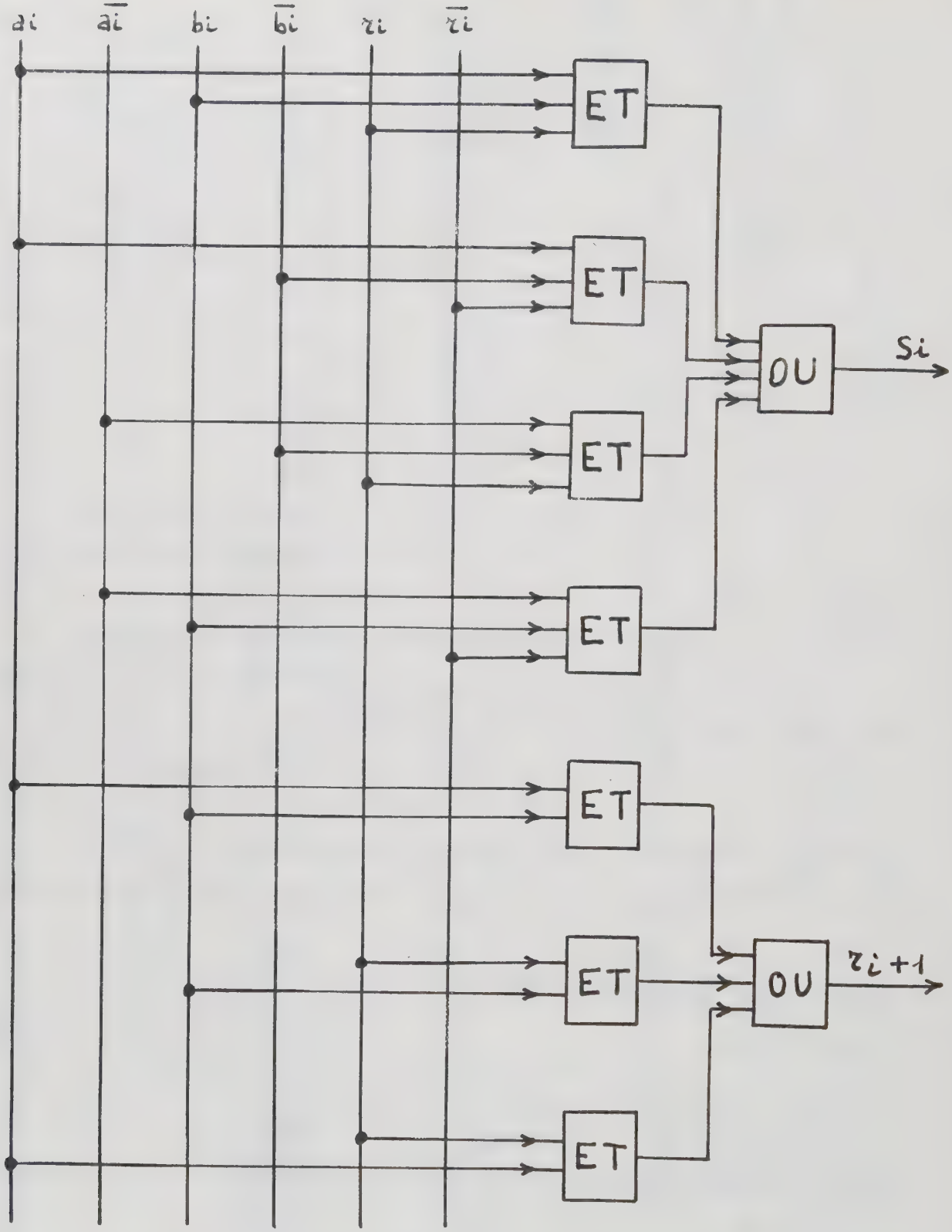

ai
$\overline{ai}$
bi
$\overline{bi}$
ri
$\overline{ri}$
ET
ET
ET
ET
ET
ET
ET
OU
OU
Si
ri+1

FIG: 5-18

reports successifs de retenue peuvent être une gêne du côté limitation de vitesse dans l'exécution des calculs et il est possible d'envisager des reports simultanés.

5.6.6.2.- Les totalisateurs.

Les totalisateurs sont en fait des combinaisons d'additionneurs : l'envoi successif de nombres dans un totalisateur donne la somme de ceux-ci. Sur la figure 5-19, le schéma de principe du totalisateur série est indiqué. L'entrée avec effacement préalable se fait à l'aide de l'application d'un signal positif en P et Q de durée égale à celle du cycle mineur de la mémoire circulante. Pour la totalisation d'un nombre qui circule dans la mémoire avec un nombre incident, on ouvre alors la mémoire circulante par application d'un signal en Q durant un cycle mineur. Il faut bien entendu que le nombre incident soit en synchronisme avec le nombre circulant. La commande de l'addition est obtenue par action sur P qui agit sur le ET correspondant. La lecture sans effacement se fait en envoyant un signal en R, alors que la lecture avec effacement se fait en envoyant un signal positif à la fois en Q et en R.

Pour le totalisateur parallèle, il y a autant d'additionneurs que de digits. Le premier nombre est inscrit dans le registre R_1, ensuite dès que les digits du deuxième nombre sont appliqués en B_o ..... B_{n-1}, l'ordre d'addition est donné en P à l'aide d'une impulsion, le résultat arrive dans R_2 et il peut être transféré dans R_1.

Une retenue peut évidemment se propager d'un additionneur à l'autre par un fil de liaison. L'addition dans un totalisateur de ce type ne dure au maximum que le temps θ.

5.6.6.3.- Les multiplieurs.

Dans un calculateur du type digital, la multiplication s'effectue sur le même principe que la multiplication ordinaire et le multiplieur devient un simple additionneur.

Le principe du multiplieur est indiqué sur la figure 5-20, le calcul des produits partiels pouvant se faire soit par décalage vers la gauche soit par décalage vers la droite. La multiplication ou la division par 2^p revient donc à effectuer un décalage vers la droite ou vers la gauche de p rangs.

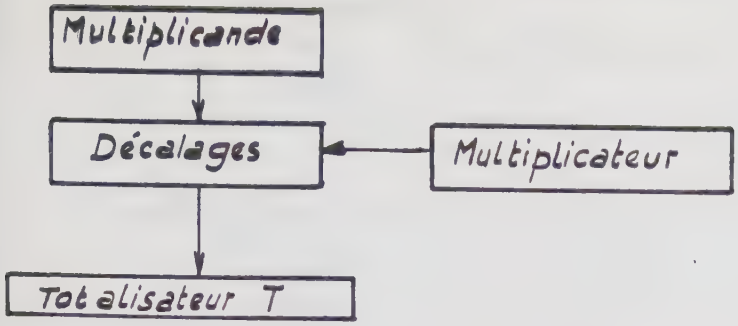
5.7.- Les traducteurs analogiques digitaux.

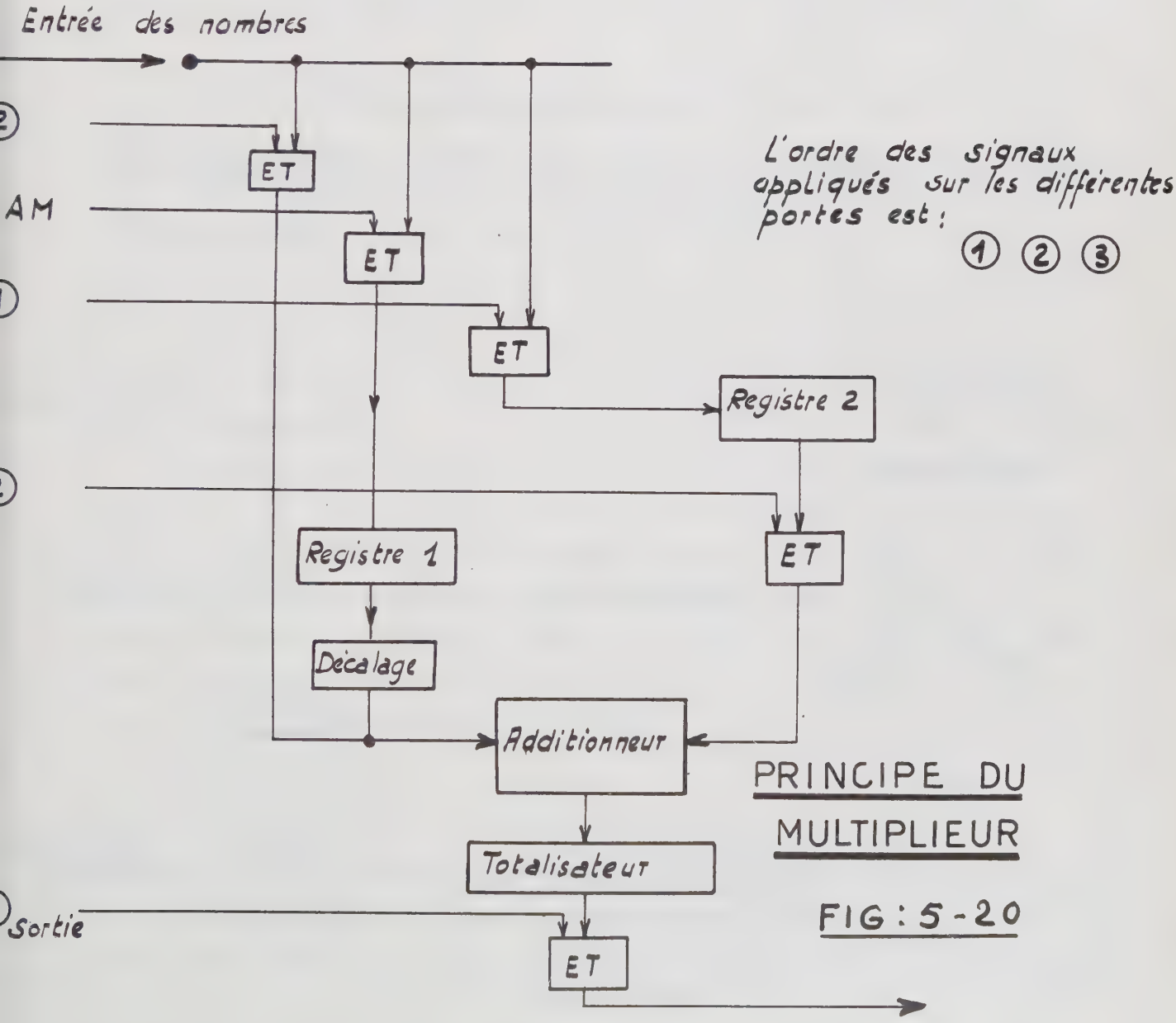
Les éléments d'entrée et de sortie des calculateurs utilisés pour le contrôle des piles sont essentiellement constitués de traducteurs analogique-digital ou digital-analogique et nous n'envisagerons qu'eux ici.

5.7.1.- Traducteurs à servomécanismes.

Le type de ces traducteurs est le voltmètre digital qui affiche la valeur de la tension appliquée sous forme digitale (le plus souvent le système décimal). Le schéma de principe d'un tel traducteur est indiqué sur la figure 5-21.

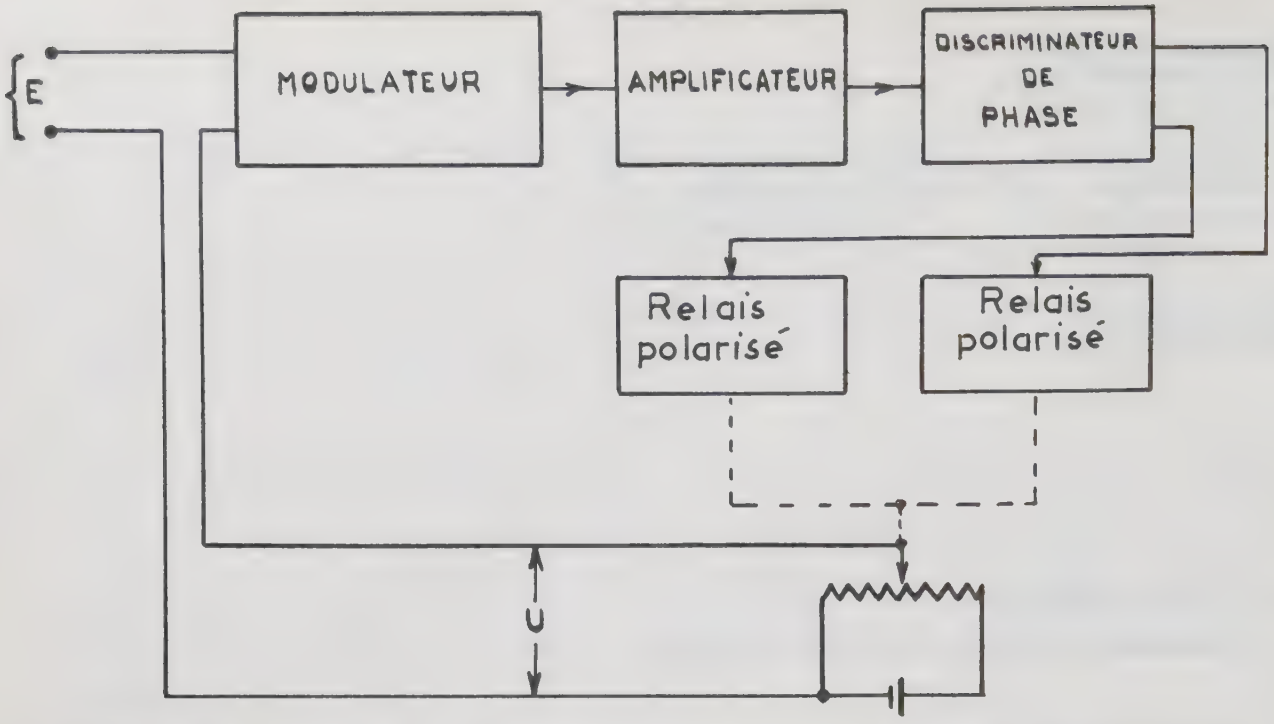
La tension continue d'entrée E à coder est comparée à une tension continue U de sortie élaborée par le traducteur et toute différence entre ces deux tensions est utilisée pour provoquer la rotation dans le sens convenable d'un jeu de relais, pas à pas, jusqu'à annulation de la tension de





PRINCIPE DU MULTIPLIEUR

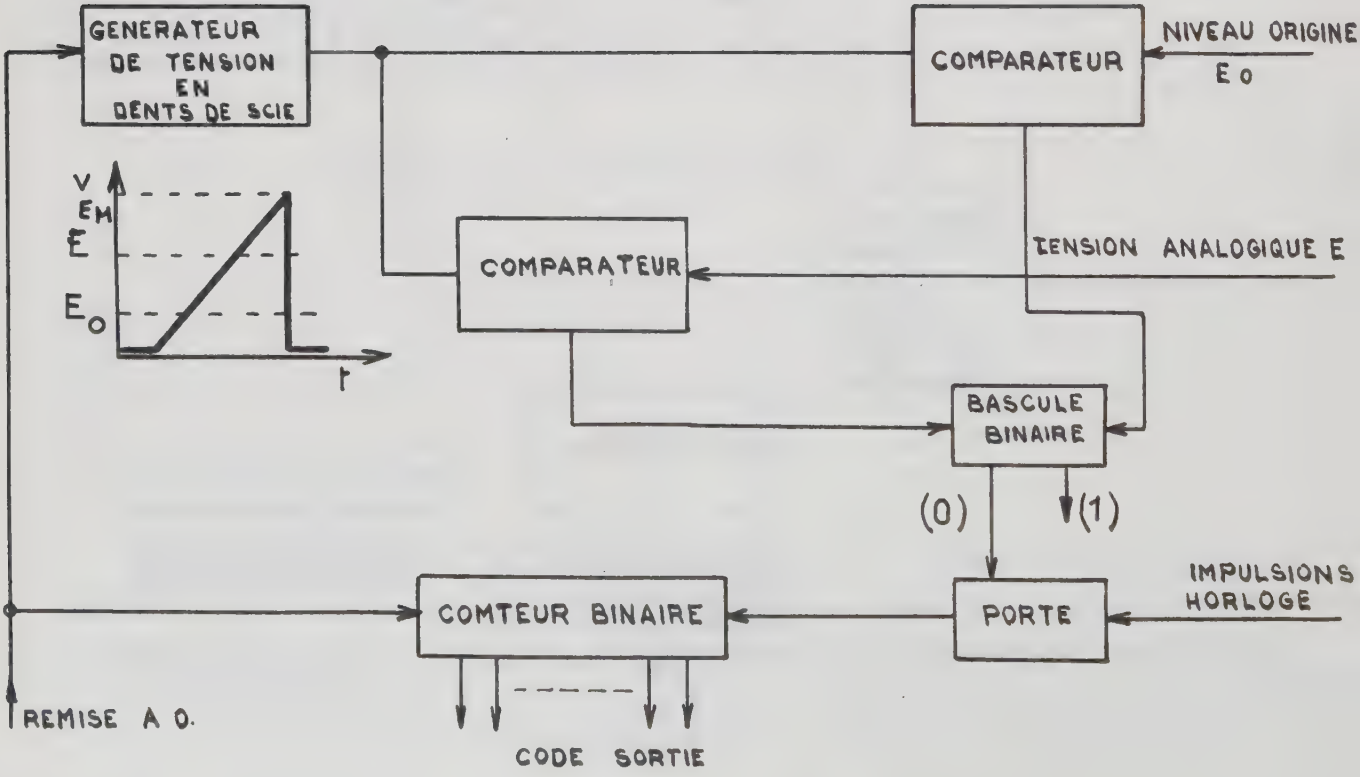
FIG : 5-20



TRADUCTEUR ANALOGIQUE DIGITAL DU TYPE A SERVO-MECANISME

(VOLTMETRE DIGITAL)

FIG: 5-21



TRADUCTEUR ANALOGIQUE DIGITAL A COMPTEUR BINAIRE

FIG: 5-22

déséquilibre. Souvent 2 jeux de relais semblables sont utilisés : un jeu pour le déséquilibre > 0 et l'autre pour les déséquilibres < 0. La chaine d'asservissement comporte : un modulateur M qui découpe la tension E - U, un amplificateur A lui fait correspondre une tension alternative d'amplitude proportionnelle, un discriminateur de phase DP destiné à reconnaître le sens du déquilibre et enfin les 2 jeux de relais polarisés RP_1 et RP_2. Ces relais sont utilisés pour faire correspondre à leur position d'équilibre une résistance dont "le poids" varie avec l'ordre qu'ils représentent. La somme pondérée de ces résistances détermine la valeur de la tension

5.7.2. - Traducteur à compteur binaire.

C'est un traducteur dans lequel un compteur binaire compte des impulsions émises par une horloge pendant l'intervalle de temps qui sépare un instant origine et l'instant où une tension variable progressivement croissante vient à égaler une tension fixe de référence à laquelle elle est comparée. Le schéma de ce traducteur est indiqué figure 5-22.

La tension de référence variable est engendrée par un générateur en dents de scie, le niveau de la dent de scie à l'origine est tel qu'il reste inférieur à un niveau E_o correspondant à une tension analogique nulle. Lorsque la pente de la dent de scie est constante, le temps nécessaire pour que la tension de cette dent atteigne le niveau E correspond à la tension analogique à convertir, il est proportionnel à la différence $E - E_o$. Si l'on compte pendant ce temps des impulsions fournies par un oscillateur, le nombre obtenu fournira une mesure en code binaire de la tension à convertir. Il est nécessaire de disposer de 2 comparateurs comparant la tension en dent de scie d'une part au niveau E_o origine et d'autre part au niveau E qu'il s'agit de coder. La bascule binaire est mise en position de travail dès réception du signal "start" fourni par le premier comparateur

elle est ramenée en position repos lorsqu'un signal "stop" est fourni par le second. Cette bascule commande une porte qui laisse passer les fréquences d'horloge destinées au compteur binaire. La porte est ouverte quand la bascule est au travail.

5.7.3.- Traducteur digital analogique.

Le traducteur à relais est un des plus simples (voir figure 5-23). Une source de courant à tension rigoureusement constante alimente en parallèle un certain nombre de circuits élémentaires en nombre égal à celui des moments du code et dont la résistance peut être soit infinie (circuit ouvert), soit finie et proportionnelle au poids du moment du code dans la combinaison codée envisagée (circuit fermé). Dans le cas où l'on a pris R pour le digit N_6, 2 R pour le digit N_5, 4 R pour le digit N_4, etc... 32 R pour le digit N_1 et si l'on suppose qu'à un instant donné les relais N_6, N_3, N_1 sont excités alors que les autres sont au repos, la résistance équivalente ρ du circuit est :

$$\frac{1}{\rho} = \frac{1}{R} + \frac{1}{8\,R} + \frac{1}{32\,R} = \frac{37}{32\,R} \qquad \text{et on a} \quad I = \frac{U}{\rho} = \frac{37}{32} = \frac{U}{R}$$

Le courant maximum débité est égal à :

$$I_{max} = \frac{U}{\rho_{min}} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{2\,R} + \frac{1}{4\,R} + \ldots . \frac{1}{32\,R}\right) U = \frac{63}{32}\,\frac{U}{R}$$

et alors $$I = \frac{27}{63}\, I_{max}$$

Le numérateur et le dénominateur de la fraction représentent respectivement ici les valeurs décimales des nombres binaires : 100101 - 11111. On a donc bien proportionnalité entre le courant mesuré et la grandeur primaire à condition que la tension U soit constante.

Dans le traducteur à bascules, voir figure 5-24, les organes de commutation se trouvant dans chaque circuit élémentaire du traducteur sont constitués par des bascules à transistors du type PNP dont la tension de polarisation $-|V_0|$ est fournie par une source de tension régulée. Cette source fournit aussi la tension constante $-|V|$ appliquée à l'ampèremètre ($|V|$ est choisie supérieure à la valeur absolue $|V_0|$, mais inférieure à la valeur $|V_1|$ délivrée par la sortie (1) de chaque bascule, lorsque le digit contenu dans cette dernière est 0.

Si $N_p = 0$ $\overline{N_p} = 1$ $-|V_1| < -|V|$ est appliquée à la sortie (1) de la bascule en amont de la diode d_p qui est bloquée et alors R_p n'est pas en service. Si $N_p = 1$, $\overline{N_p} = 0$, le transistor de droite de la bascule étant passant, se sature et la tension de polarisation $-|V_0| > -|V|$ est appliquée en amont de la diode d_p qui devient passante et R_p est alors en service ; elle est parcourue par un courant électrique fonction uniquement de ($|V| - |V_0|$). On retrouve alors les mêmes conditions de fonctionnement que le traducteur à relais.

Souvent on veut que la grandeur analogique de sortie soit une tension plutôt qu'un courant ; on utilise un amplificateur opérationnel du type calcul analogique (voir figure 5-25). Et si l'on suppose : $\mathcal{E} = \frac{S}{G} \simeq 0$ en appliquant la loi de Kirchoff en P, il est facile de montrer que :

$$S = - \frac{R'}{R} \left(\sum_{1}^{n} 2^{k-1} \right) E$$

Chapitre VI

APPLICATION DES TECHNIQUES DIGITALES DANS LE CONTROLE NUCLEAIRE DES PILES ATOMIQUES

Nous envisagerons ici l'application de ces techniques aux mesures nucléaires qui sont souvent les plus importantes dans le contrôle d'une pile atomique. Il s'agit principalement de la mesure de la puissance neutronique et de la grandeur liée à son évolution de la période.

Les détecteurs à impulsions tels que les compteurs à BF^3 et les chambres à fissions paraissent à priori bien adaptés à ces techniques, puisque leur utilisation n'exige pas de disposer de convertisseur ou de traducteur.

6.1.- Mesure de la puissance neutronique.

Cette mesure consiste le plus souvent en la mesure d'un flux en un ou plusieurs endroits du coeur de la pile. La mesure revient le plus souvent à compter un nombre d'impulsions pendant un temps déterminé. La difficulté principale réside d'une part dans l'étendue des gammes de mesure et d'autre part dans la vitesse de réponse. Ces inconvénients peuvent, dans certains cas, limiter la précision des mesures à bas niveau, étant donnée la répartition statistique des impulsions dans le temps. En général, on limite la gamme de mesures d'un détecteur à im-

pulsions à 3 décades. Dans le cas d'une pile à haut flux où l'on a 8 à 9 décades de mesures de flux à couvrir depuis l'état souscritique jusqu'à la puissance nominale, il est nécessaire alors de disposer de trois détecteurs situés à des distances différentes du coeur.

6.2.- Mesure de la période.

Cette mesure est faite au moyen d'un calculateur qui a, en général, à élaborer une division et une multiplication.

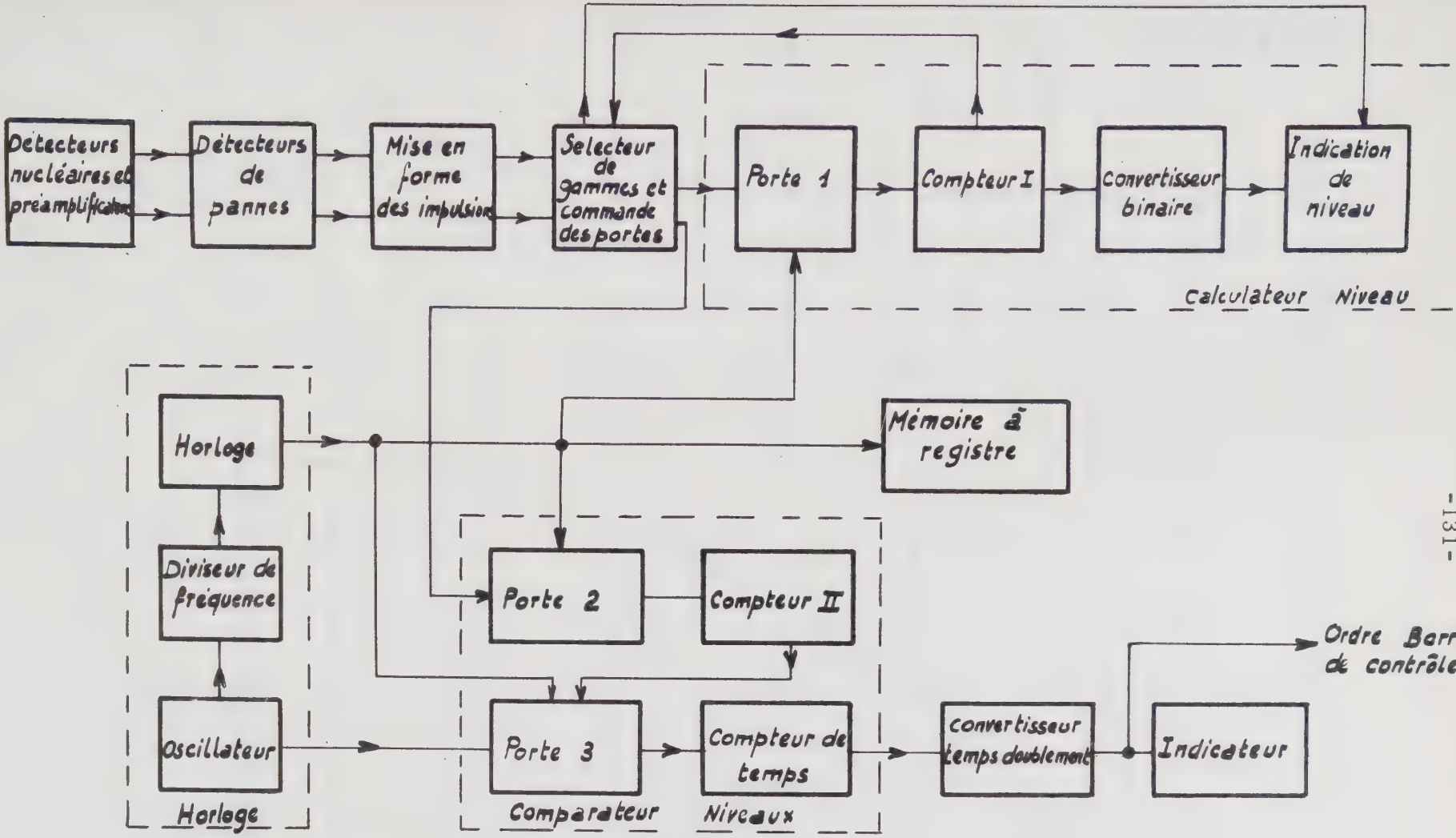
Sur la figure 6.1, on a tracé en fonction du temps l'évolution de la puissance neutronique n.

Si T est la période, on sait que $\frac{1}{T} = \frac{1}{n} \frac{dn}{dt}$

et le calcul de T revient à celui de

$$\frac{1}{T} \simeq \frac{\Delta n}{n \Delta t} = \frac{n_k - n_{k-1}}{n_{k-1}} \times \frac{1}{\Delta t}$$

Plutôt que de prendre au dénominateur la valeur moyenne de n il vaut mieux prendre la valeur n_{k-1} qui conduit toujours à une valeur par défaut de la période dans le cas d'une augmentation de puissance. Ce calcul de T par défaut est surtout intéressant du point de vue sécurité. En général il est possible d'utiliser un seul calculateur pour le calcul de la puissance et de la période comme il est indiqué dans l'exemple ci-dessous.



ENSEMBLE DE DEMARRAGE DIGITALISÉ

FIG : 6-2

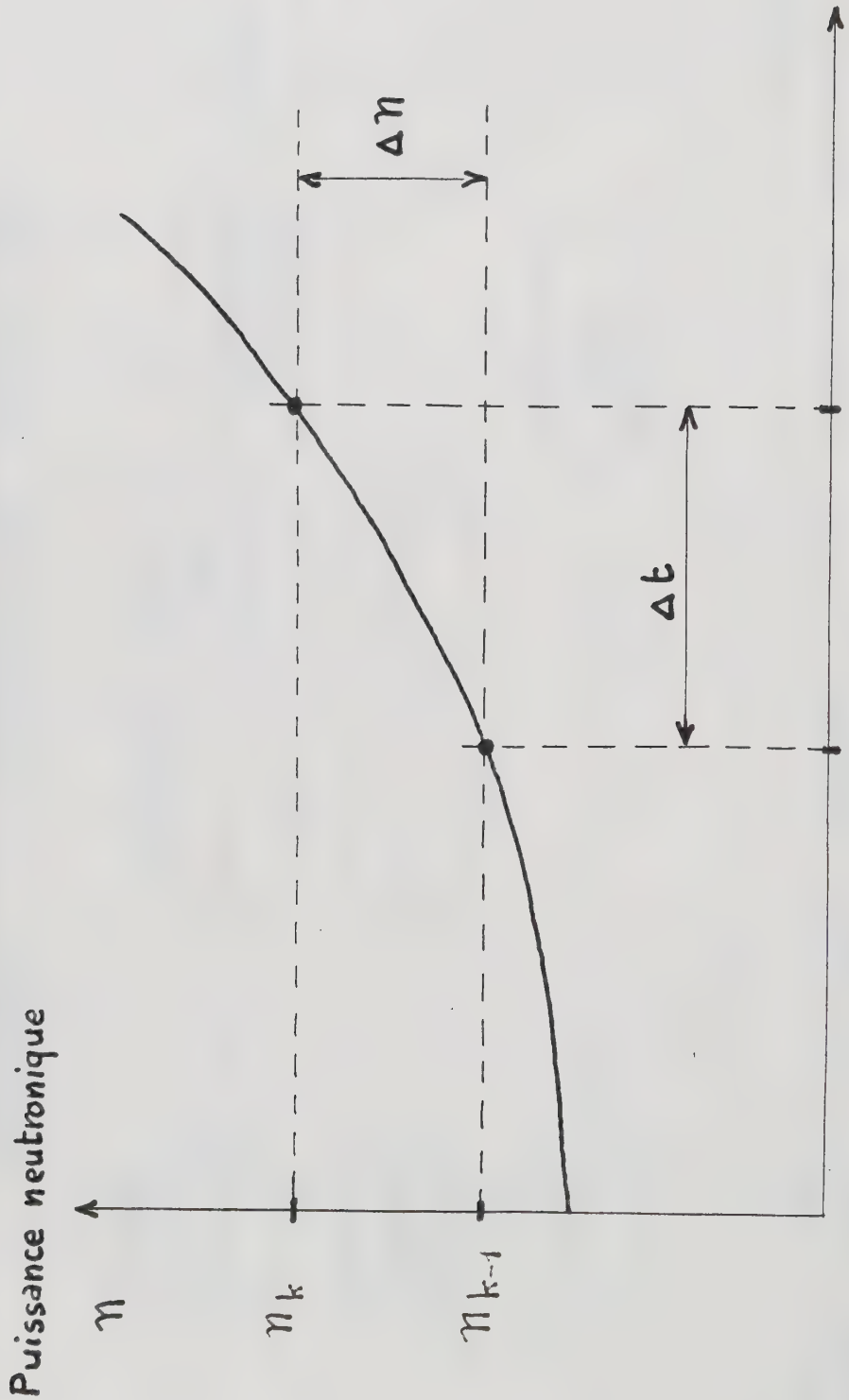


FIG: 6-1

6.3. - Exemple de calculateur de puissance et de période.

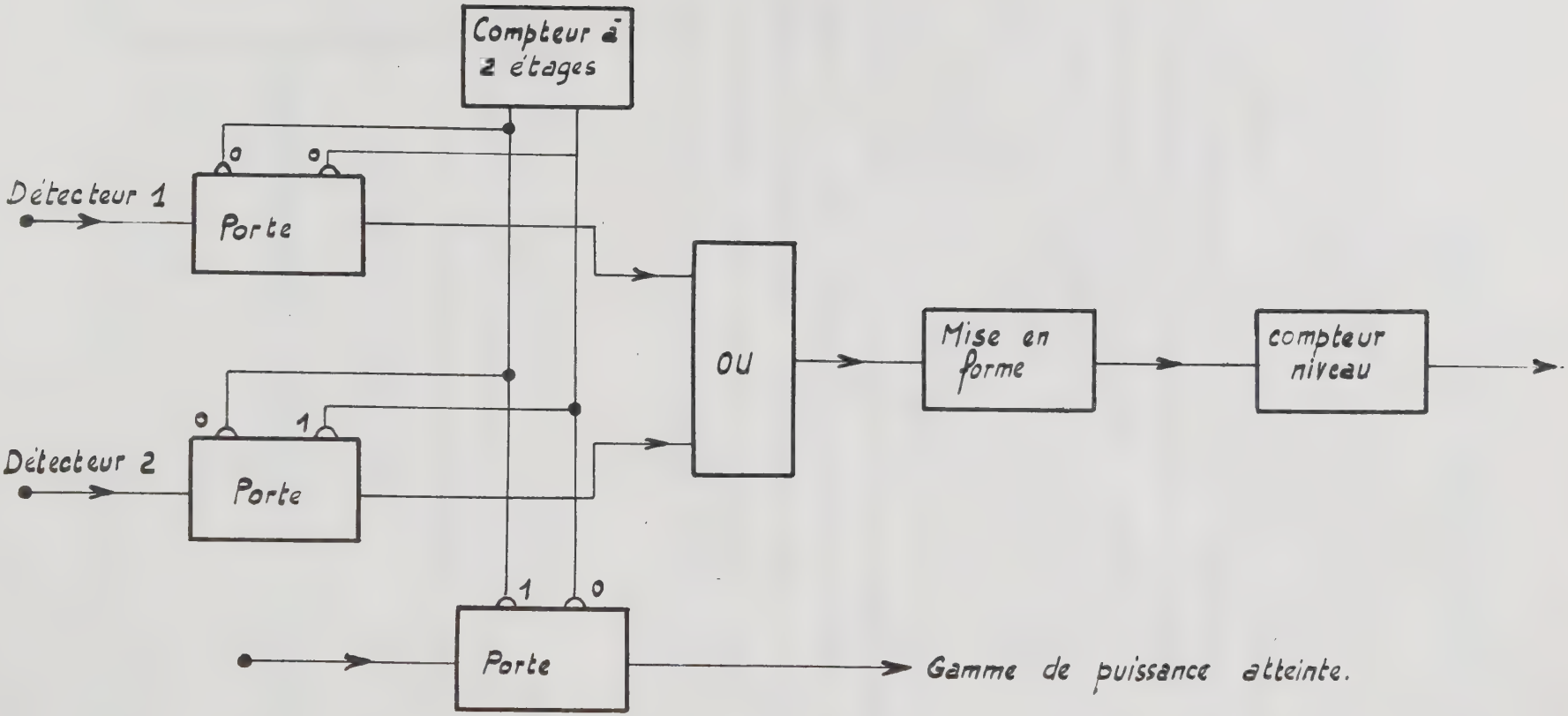
On envisage ici un calculateur adapté à 2 détecteurs, c'est-à-dire à environ 6 décades d'évolution de puissance. Le schéma de principe d'un tel calculateur est indiqué sur la figure 6.2. Il est nécessaire de disposer d'un système de commutation pour brancher le calculateur d'un détecteur à l'autre. Ce système de commutation est lié au calculateur de puissance. Un compteur réversible à 2 étages piloté par le compteur de niveau commande des portes (voir figure 6.3). Au démarrage, la porte du détecteur n° 1 est ouverte, le compteur réversible à 2 étages donne 00. Lorsque le compteur de niveau atteint une certaine valeur, il envoie une impulsion sur le compteur réversible qui passe à 01, la porte du détecteur n° 2 se débloque, les autres portes se ferment. Enfin, lorsque l'indication du compteur de niveau atteint une certaine valeur, il envoie une autre impulsion sur le compteur réversible. Cette impulsion débloque la porte gamme de puissance et bloque les 2 autres portes "détecteurs" (Il est de plus prévu une réversibilité complète du système pour évoluer dans un sens ou dans l'autre).

Dans ce calculateur, le calcul de la période revient à faire la mesure d'un temps. En effet, si l'on suppose que le taux de comptage au détecteur C varie d'une façon exponentielle avec le temps, on a

$C = C_{10}\ e^{t/T}$ T étant la période (voir figure 6.4).

Si, à partir du temps t = 0, on effectue un comptage pendant le temps t_1, on a :

$$N = \int_0^{t_1} C_{10}\ e^{t/T}\, dt \quad \text{ou} \quad N = C_{10}\,(\, e^{t_1/T} - 1)$$



SÉLECTEUR DE GAMMES DIGITALISE

FIG : 6-3

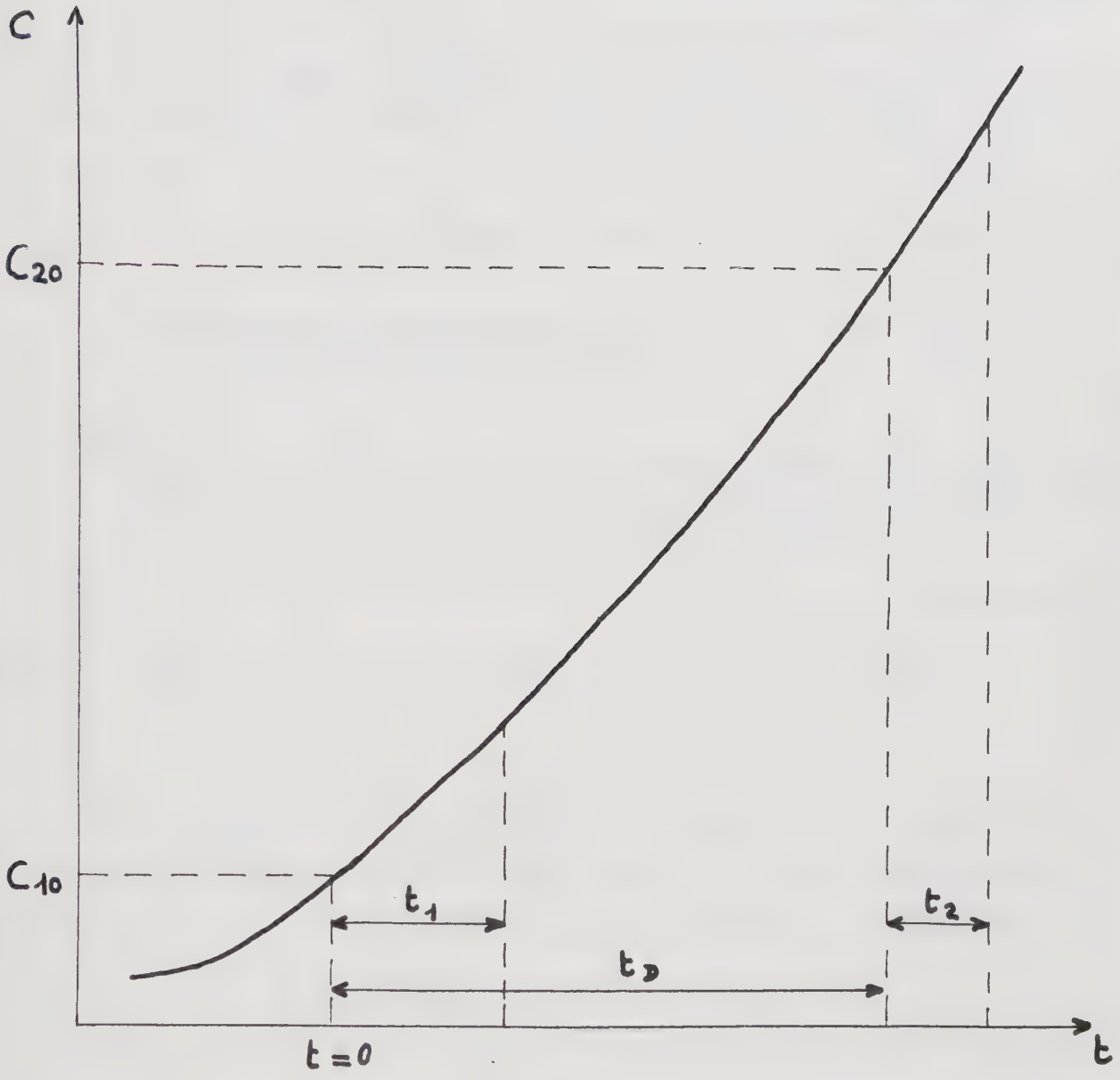


FIG : 6-4

Si alors, au bout d'un certain temps t_D on effectue pendant t_2 indéterminé, un comptage égal à N, on a :

$$t_2 = \frac{N}{\overline{C_2}} \quad \text{avec} \quad \overline{C_2} = \frac{1}{t_2} \int_0^{t_2} C_{20}\ e^{t/T}\ dt$$

$\overline{C_2}$ taux moyen de comptage pendant le temps t_2, ou encore

$\overline{C_2} = \frac{C_{20}\ T}{t_2} (e^{t_2/T} - 1)$, et en tenant compte de la définition de t_2

$$t_2 = \frac{C_{10}}{C_{20}} \frac{T}{T} \frac{(e^{t_1/T} - 1)}{(e^{t_2/T} - 1)} t_2 \quad \text{et comme} \quad C_{20} = C_{10}\ e^{t_D/T}$$

on en déduit :

$$e^{t_D/T} = \frac{e^{t_1/T} - 1}{e^{t_2/T} - 1} \quad \text{soit} \quad t_2 = T\ L_e \left[e^{-t_D/T} (e^{t_1/T} - 1) + 1 \right]$$

On voit donc, d'après cette formule, qu'à une valeur de t_1 et T correspond une valeur de t_2. Et de cette valeur de t_2 on peut donc déduire la valeur de T. Si l'on pose $t_D = t_1$, on a :

$$t_2 = T\ L_e \left[e^{-(\varepsilon - 1)\, t_1/T} (1 - e^{t_1/T}) + 1 \right]$$

On peut essayer de faire varier ε et t_1 pour trouver l'optimum de t_2. On constate alors que K doit être compris entre 3 et 4 et t_1 entre 1 et 2 secondes. Pratiquement, voir figure 6.2, ceci conduit à disposer de 2 compteurs d'impulsions. Lorsque la mesure du compteur I est transférée dans le compteur II, l'horloge débloque les portes 2 et 3 et on compte

alors le temps nécessaire pour annuler l'indication du compteur II au moyen d'impulsions en provenance du détecteur. La porte 3 se ferme lorsque le contenu du compteur II est annulé et le compteur de temps permet, à l'aide d'un étalonnage, d'avoir la période. Pendant cette opération, l'indication du compteur I est transférée dans la mémoire registre. Par la suite, on transfère ce qui se trouve dans la mémoire registre vers le compteur II et l'opération continue.

Dans le cas d'une période négative, il faut que $t_2 > t_1$ et la porte 3 est bloquée par l'oscillateur horloge.

Il semble qu'un calculateur simple puissance période de ce type ne nécessite pas plus d'éléments que le système analogique équivalent intégrateur logarithmique suivi de différentiateur.

Chapitre VII

L'APPLICATION DES TECHNIQUES DIGITALES DANS LE CONTROLE DES PILES ATOMIQUES DE PUISSANCE ET DES PILES ATOMIQUES A HAUT FLUX

Cette application se caractérise comme on l'a déjà dit, principalement par le développement des automatismes à séquences et par celui des calculateurs numériques.

Dans le cas par exemple d'une centrale nucléaire de puissance du type Calder Hall ou EDF I, si l'on envisage le démarrage de la centrale on constate que pour la seule mise en route d'une soufflante, il y a 30 à 40 manoeuvres permises pour 300 cas d'interdiction. Le nombre d'alarmes seules est de l'ordre de 1 500 par exemple pour une centrale du type EDF I, alors qu'il passe à 3 000 pour une centrale du type EDF II.

Si dans une centrale thermique classique de l'ordre d'une puissance de 500 MWe, il y a 500 mesures physiques qui risquent d'intervenir dans la sécurité de fonctionnement, il y en a environ 2 000 pour une centrale nucléaire de même puissance du type : uranium naturel, graphite, CO^2. Dans ces centrales, pour des groupes turbo-générateurs de 250 MWe on a souvent 150 mesures de températures de paliers, ce qui, dans certains cas, constitue un problème voisin de celui rencontré dans le système de détections de ruptures de gaines.

7.1.- Techniques digitales et automatismes à séquences.

On conçoit aisément que la centralisation de manoeuvres s'impose alors et qu'il est impossible de la concevoir sans changer de méthodes. C'est ainsi que le principe de la check list que l'on utilise encore beaucoup sur certains avions a d'abord été remplacé par le commutateur lui-même bientôt remplacé par des automatismes, se trouvant dans des ensembles mis en route à partir des boutons de commande des machines. Souvent, pour les réalisations de ces automatismes à séquences, on utilise encore des relais électromécaniques. Mais lorsqu'on a plusieurs milliers de relais de ce type, on conçoit tout l'intérêt que l'on a du côté sécurité de fonctionnement à les remplacer par des relais statiques du type magnétique ou semi-conducteur.

C'est ainsi par exemple que pour EDF I et la Centrale de Saint-Ouen, ces automatismes sont réalisés à l'aide de relais électromécaniques alors que pour EDF II, il est prévu d'utiliser des relais à transistors. (10 000 transistors environ sont prévus pour EDF II).

Pour les circuits ou fonctions où le facteur temps intervient comme dans les automatismes à séquences, on a vu qu'il fallait faire appel à des théories élaborées pour définir en particulier les états stables et instables ainsi que tous les cas possibles. A notre avis, ces automatismes à séquences sont surtout intéressant du côté sécurité nucléaire, principalement dans le cas de démarrage, qui est peut-être encore une des opérations les plus délicates du côté contrôle des piles atomiques.

7. 2. - Techniques digitales et traitement d'information.

Dans ce domaine, l'utilisation de calculateurs numériques est essentiellement caractérisée par la manipulation d'un grand nombre d'informations groupées par article et par un faible nombre d'opérations simples à caractère arithmétique. Un des facteurs caractéristiques du calculateur est la faible densité de modifications à apporter au programme de calcul par rapport au volume d'informations manipulées. Le calculateur est alors spécialisé et il manque de souplesse.

Le schéma de principe de fonctionnement d'un ensemble de traitement de données pour le contrôle est indiqué sur la figure 7. 1.

On ne dispose en général que de peu de convertisseurs analogiques digitaux par rapport au nombre de voie ; en effet, ce sont en général des organes très coûteux. Il est aussi souvent nécessaire d'amplifier les signaux électriques fournis par les détecteurs avant de les commuter. Pour les thermocouples en particulier, les tensions fournies sont souvent comprises entre O et 5 mV. Les organes de sortie du calculateur sont relativement nombreux : Machine à écrire pour l'archivation par exemple, alarmes des voies en dépassement, avec voyants et inscription automatique en claire sur papier, informations analogiques pour l'opérateur, etc....

La figure 7. 2 représente le schéma de principe d'un ensemble sécurités - températures pour pile au graphite. L'ordre des performances d'un tel ensemble est le suivant :

- examen de 800 à 1 000 températures en 2 minutes,
- calcul de la température et de sa dérivée pour chaque point de mesure,

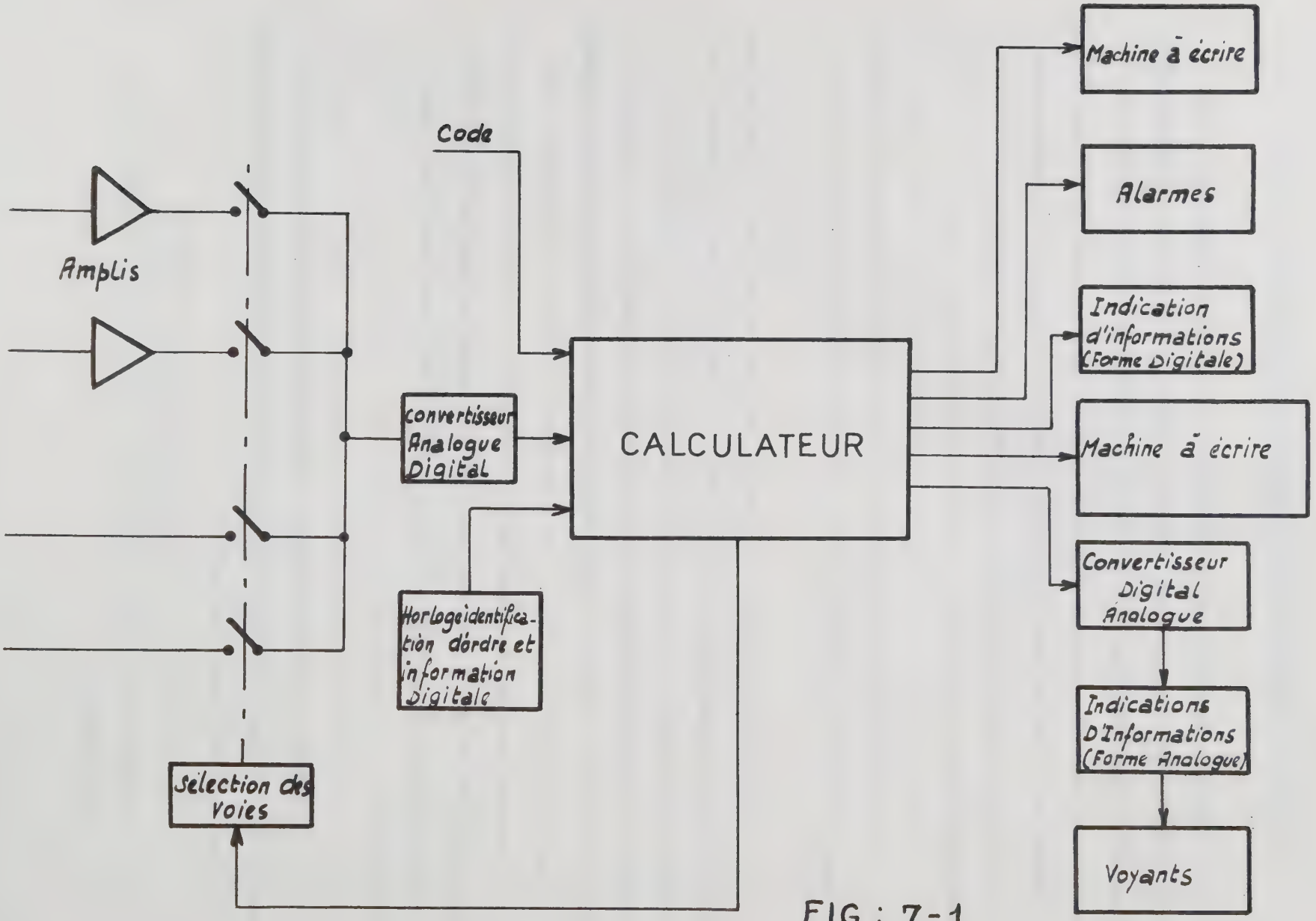


FIG : 7-1

ENSEMBLE DE TRAITEMENT DE DONNEES POUR LE CONTRÔLE

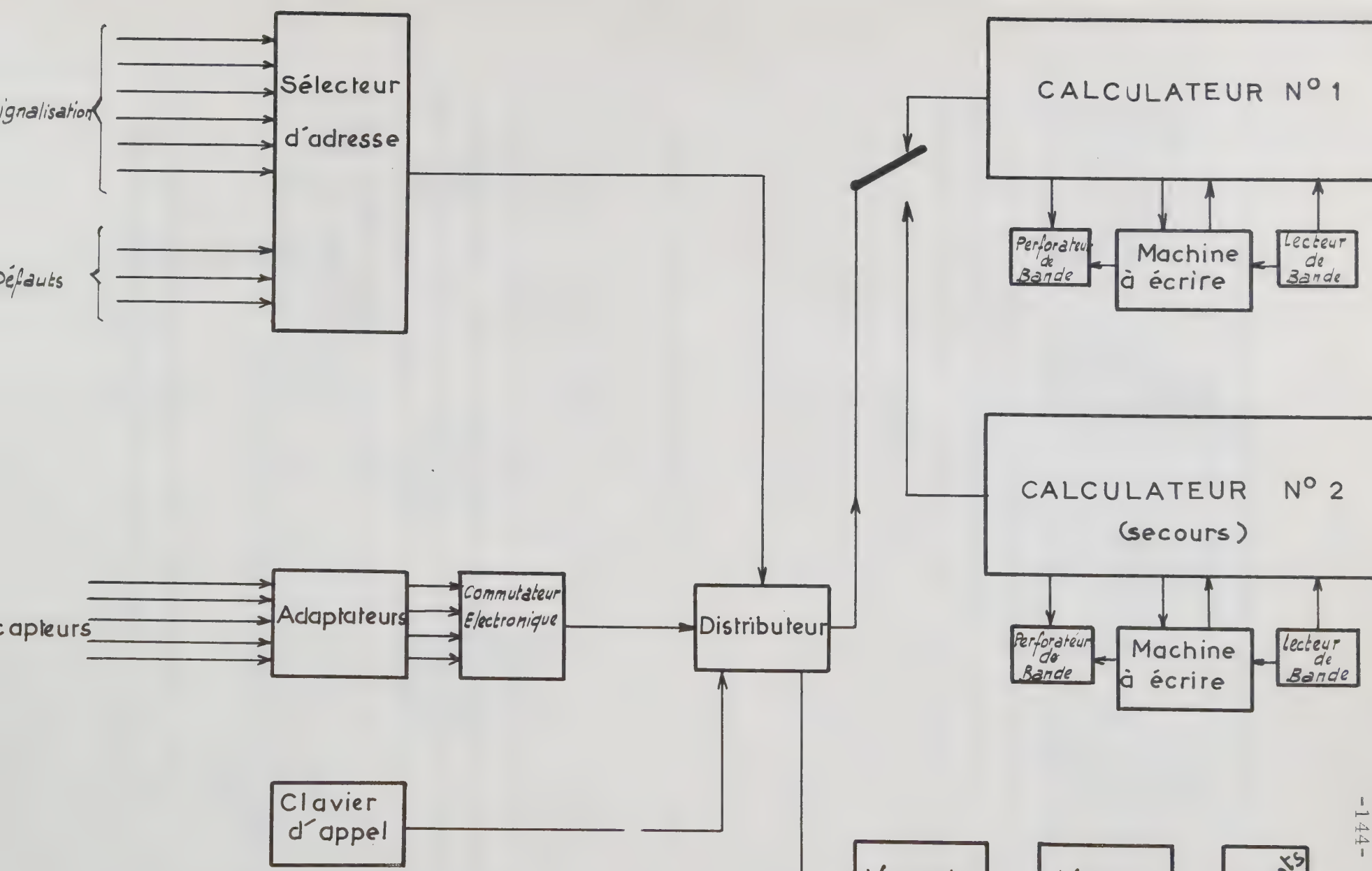
- comparaison de chaque température à une référence avec alarme pour toute différence importante.

Deux mesures peuvent être faites simultanément et ceci grâce à la séparation en deux groupes de tous les thermocouples : partie graphite par exemple et partie combustible. La commutation se fait à l'aide de relais à contacts mouillés au mercure. Il y a deux blocs de commutation de 300 à 400 températures chacun. Le fonctionnement de ces blocs est simultané. L'impression de toutes les températures se fait dans un temps inférieur à 10 minutes, elle a lieu par exemple toutes les 2 heures ou sur demande. Les convertisseurs analogiques digitaux vont en général par groupe de 2. Lorsque l'un est en fonctionnement, l'autre est en test. Et si l'un tombe en panne, l'autre fonctionne alors d'une manière continue. Ces convertisseurs ont souvent un pouvoir de discrimination de l'ordre de 0,5 °C.

L'enregistrement continu de températures est toujours possible.

Dans le programme de fonctionnement du calculateur, l'ordre des priorités est le suivant : alarme, prospection synchrone, impression des voies en dépassement, impression des voies sélectées par l'opérateur. La panne de calculateur ou de machine à écrire n'arrête pas le fonctionnement éventuel des alarmes en cas de dépassement. L'impression des températures en dépassement se fait en général en rouge. La logique du calculateur est faite de tores et de transistors. La mémoire tampon est réalisée à l'aide de tores en ferrite, sa capacité est de l'ordre de 2 000 à 3 000 mots, et le générateur d'impulsions qui lui est associé a une fréquence de répétition de quelques centaines de kHz.

La figure 7.3 représente le schéma de principe d'un ensemble de traitement centralisé des signalisations avec scrutation rapide de cer-



TRAITEMENT CENTRALISÉ DES SIGNALISATIONS AVEC SCRUTATION RAPIDE DE CERTAINES

FIG: 7-3

taines informations. Dans ce cas, le calculateur a été doublé pour éviter tout risque de panne de l'ensemble. La scrutation rapide de certaines informations impose de disposer de commutateur électronique. Il faut alors prévoir des adaptateurs entre ce commutateur et les capteurs. Un clavier d'appel permet de sélecter certaines voies à la demande.

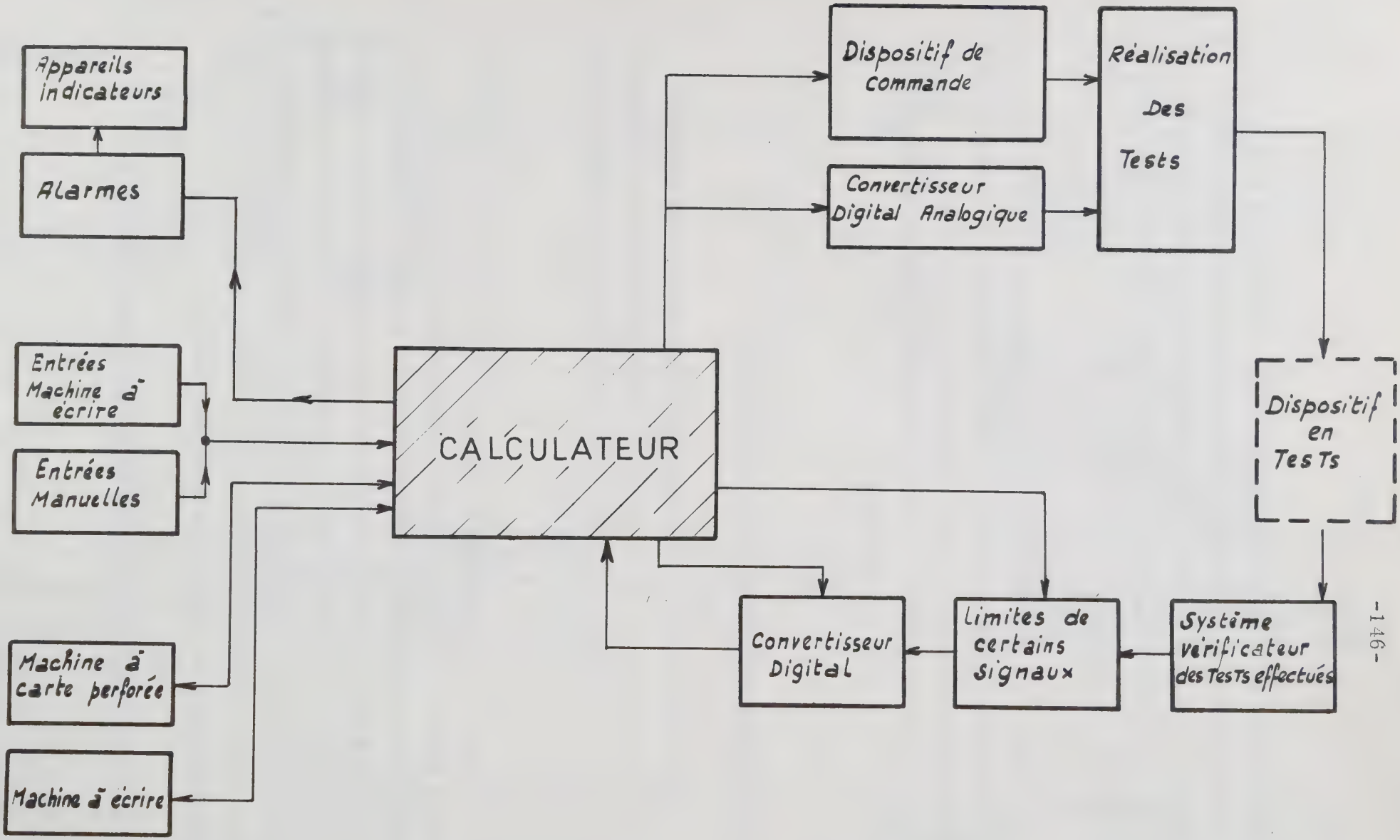
La figure 7.4 représente le schéma de principe d'un ensemble destiné aux tests d'un équipement de contrôle important. Ces tests ayant lieu pendant le fonctionnement de l'installation. Le fonctionnement d'un tel ensemble fait intervenir un grand nombre d'éléments qui doivent être très sûrs au point de vue robustesse.

7.3. - Techniques digitales et chaines de sécurité.

L'avantage du calculateur numérique peut encore être ici : une précision plus grande du côté réglage des différents seuils, une organisation plus facile des différentes actions correctrices et éventuellement une sûreté de fonctionnement plus grande.

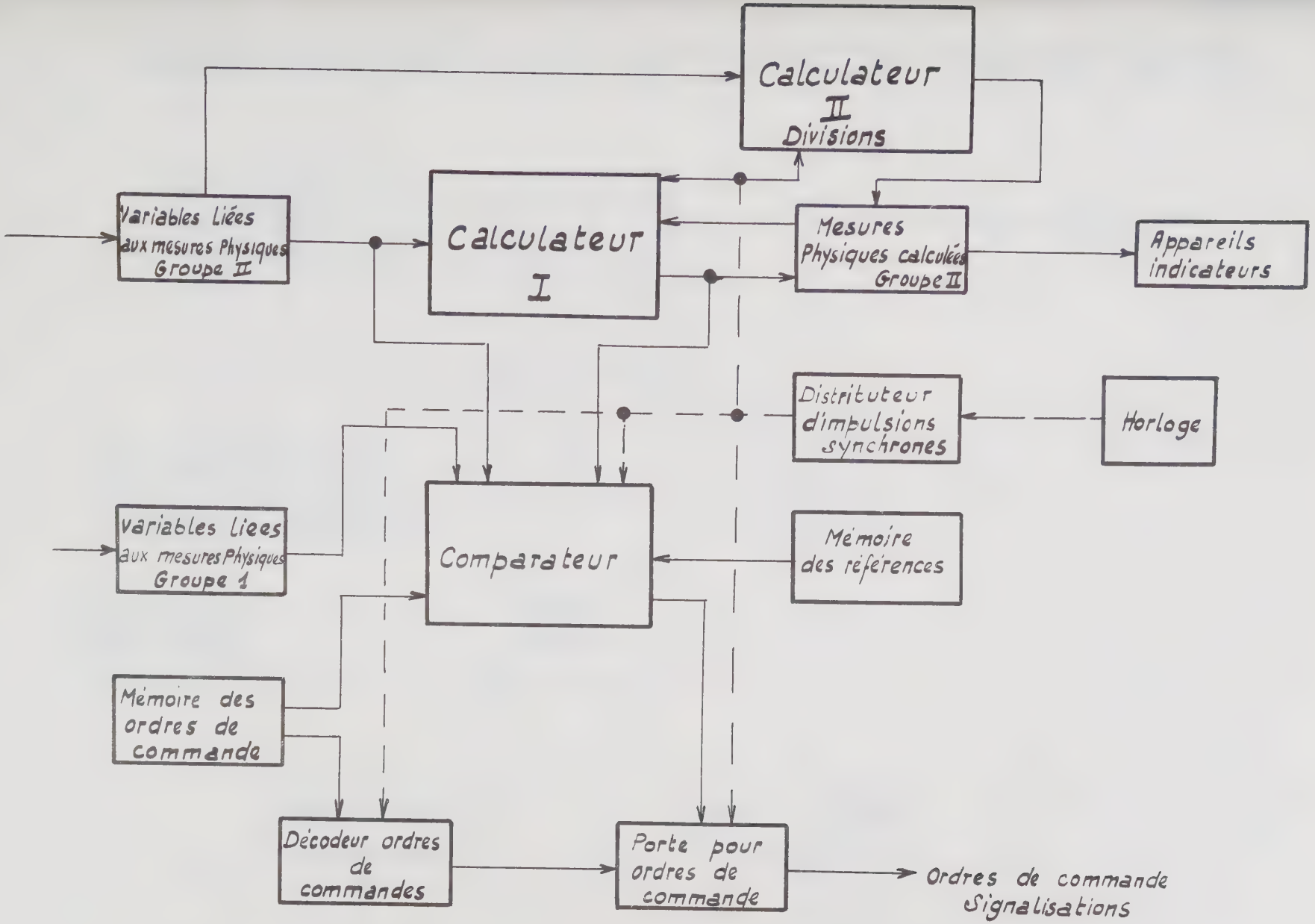
La figure 7.5 représente le schéma de principe de fonctionnement d'une telle chaîne. On a ici divisé les variables en deux groupes : un premier groupe comprend les variables qui vont d'abord au calculateur avant d'être dirigées vers le comparateur et un deuxième groupe comprend les variables qui vont directement au comparateur. On dispose ici de deux calculateurs : un premier destiné aux opérations d'addition, de multiplication et de soustraction qui sont les plus rapides ; un autre destiné à effectuer les opérations de division qui sont plus lentes.

Le fonctionnement du comparateur est indiqué figure 7.6.



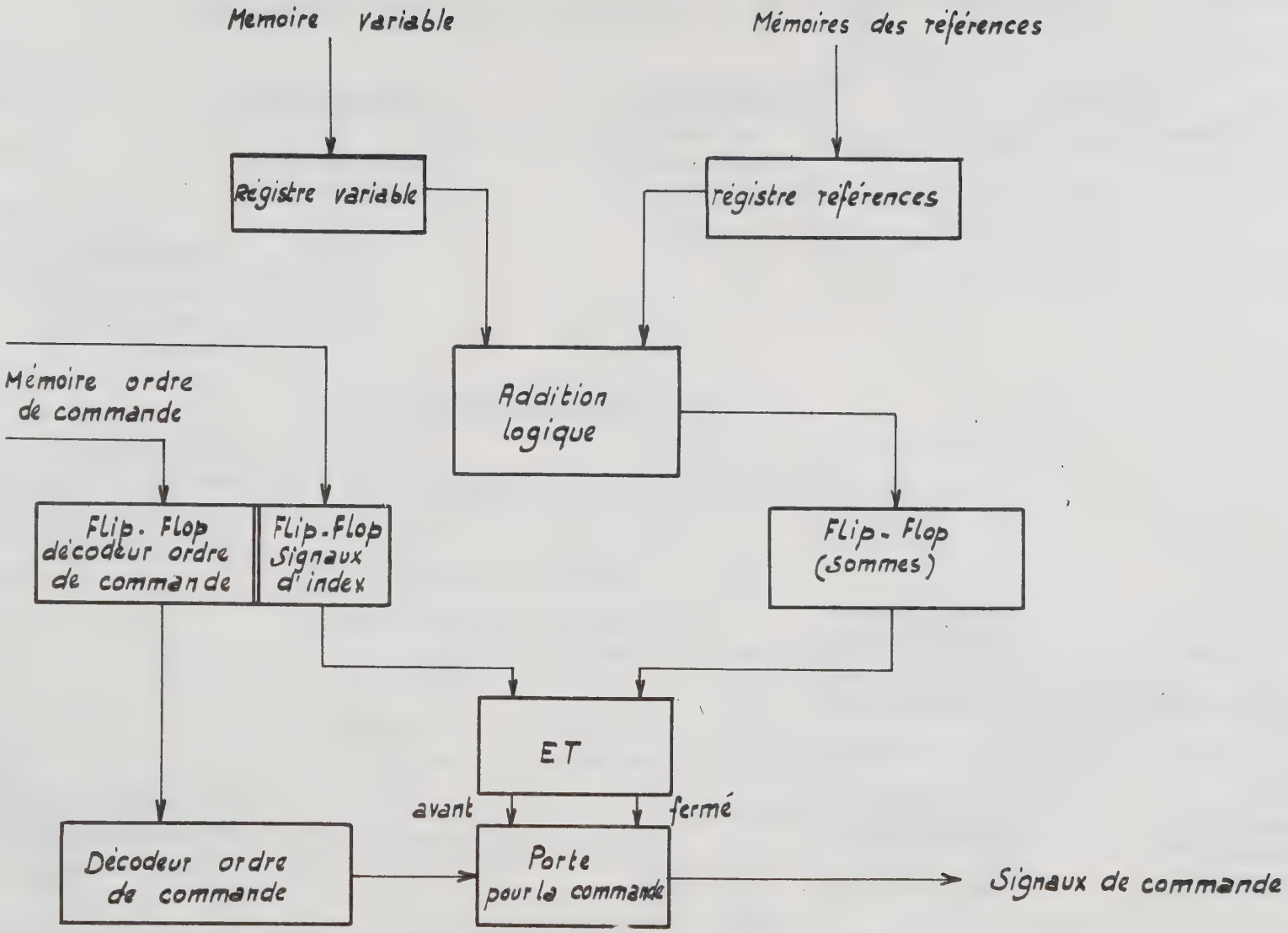
ENSEMBLE POUR TESTS D'UN EQUIPEMENT DE CONTRÔLE IMPORTANT

FIG. 7-4



CHAINE DE SECURITE (du type digital)

FIG: 7-5



COMPARATEUR DE LA CHAINE DE SECURITE (du type digital)

FIG : 7-6

A partir du registre qui contient la variable en mémoire et de celui qui contient la référence, on additionne l'inverse de cette dernière avec la variable. Le signe de cette somme est envoyé vers un flip-flop qui donne 1 ou 0 suivant que le résultat est >0 ou <0. Chaque ordre est emmagasiné dans la mémoire avec un index lié à son apparition, lorsque la variable dont il dépend doit être inférieure ou supérieure à la référence. Lorsqu'il y a concordance entre le digit émis par le flip-flop (sommes) et le digit émis par le flip-flop (signaux d'index), l'ordre est ou n'est pas exécuté suivant le code prévu. Le code choisi peut être le suivant :

Commande	Ordre	digit émis par le flip-flop d'index
Diminution du débit fluide réfrigérant (mesure débit)	0 0 1 0	0
Augmentation du débit fluide réfrigérant (mesure débit)	0 0 1 0	1
Introduction des barres de contrôle dans le coeur	0 1 0 0	0
Augmentation du débit fluide réfrigérant (température)	0 1 0 1	0
Diminution du débit fluide réfrigérant (température)	0 1 1 0	1
Barre de pilotage en descente	0 1 1 1	0
Barre de pilotage en montée	1 0 0 0	1
Diminution débit fluide réfrigérant	1 0 0 1	0
Chute des barres de sécurité	1 0 1 0	0
Barre de compensation en descente	1 0 1 1	1
Barre de compensation en montée	1 1 0 0	0
Changement de puissance en marche	1 1 0 1	0

Chapitre VIII

L'EVOLUTION DE LA TECHNOLOGIE ET DE LA VIABILITE DES SYSTEMES DE CONTROLE DU TYPE DIGITAL

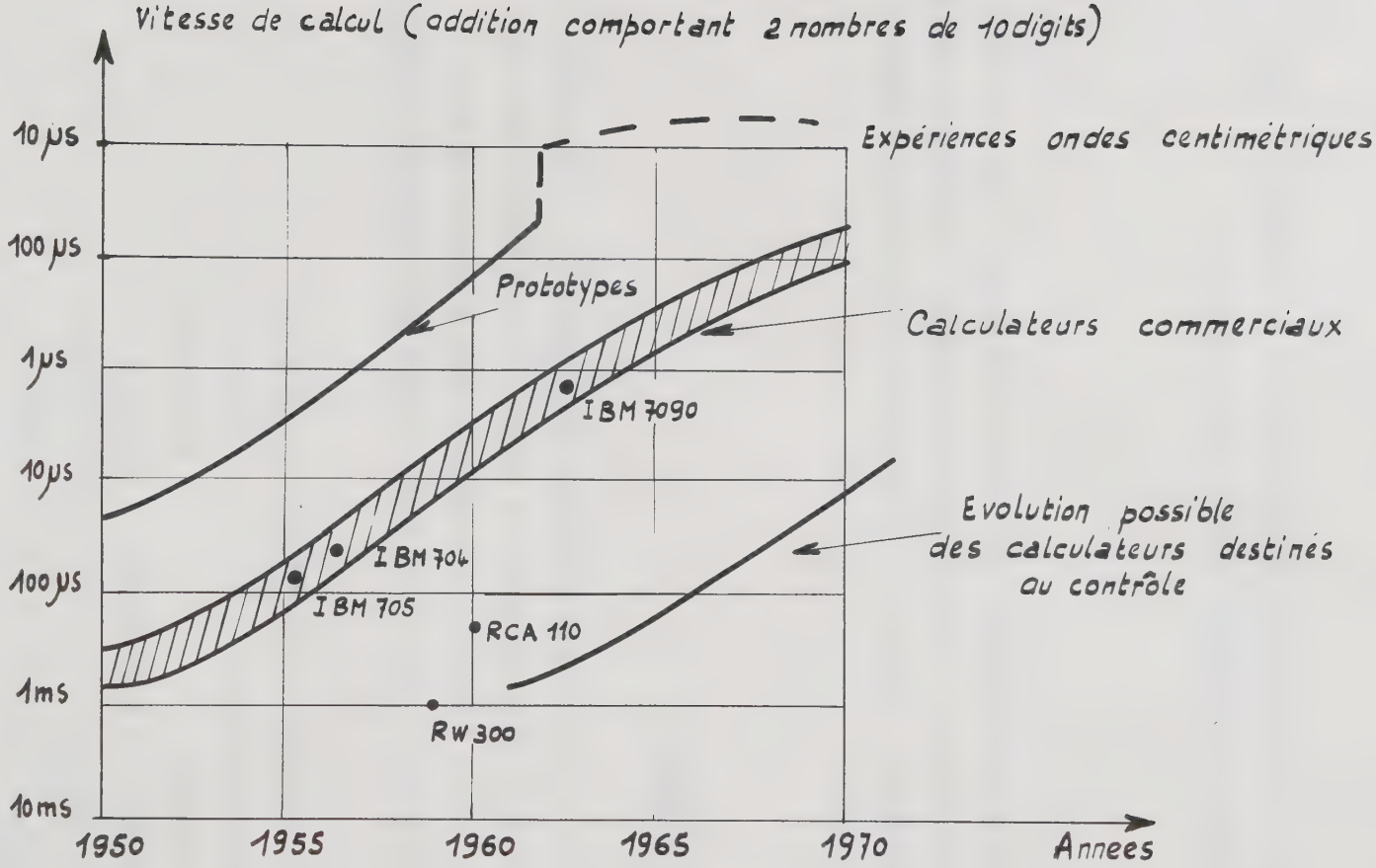
On sait que pour le contrôle des piles atomiques, la sécurité joue un rôle prépondérant, aussi 2 critères principaux vont classer entre eux les différents calculateurs proposés : la sûreté dans le fonctionnement et la vitesse de calcul.

8.1. - La vitesse de calcul.

Elle parait de plus en plus satisfaisante comme le montrent les courbes de la figure 8.1. Les vitesses de calcul du calculateur RW 300 qui sera installé dans les centrales nucléaires EDF I et EDF II sont approximativement les suivantes (en tenant compte bien entendu du temps d'accès) :

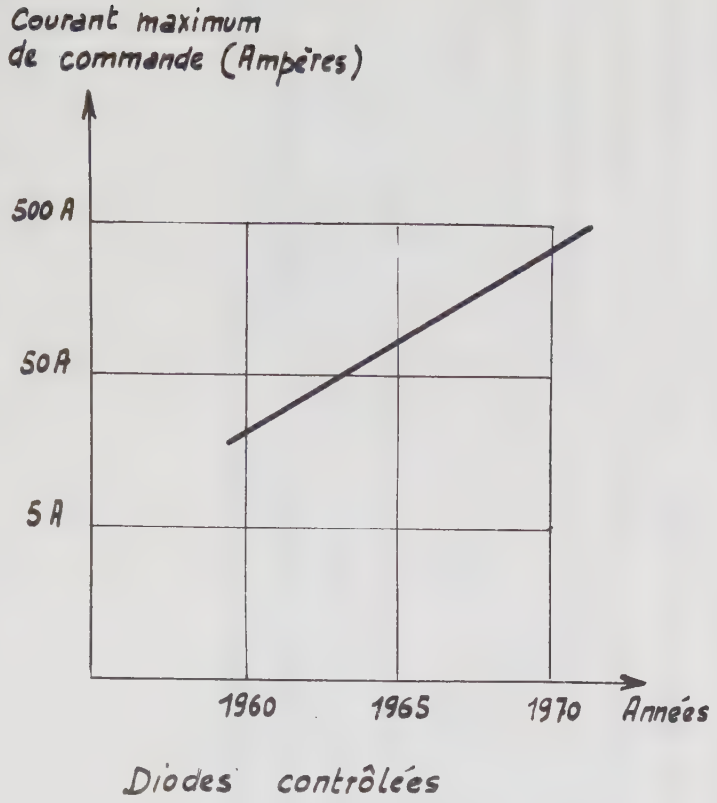
Addition et soustraction :	1,09 ms
Multiplication :	3,59 ms
Division :	3,74 ms
Rupture de séquence :	0,78 ms
Transfert :	0,78 ms
Mémorisation :	0,93 ms

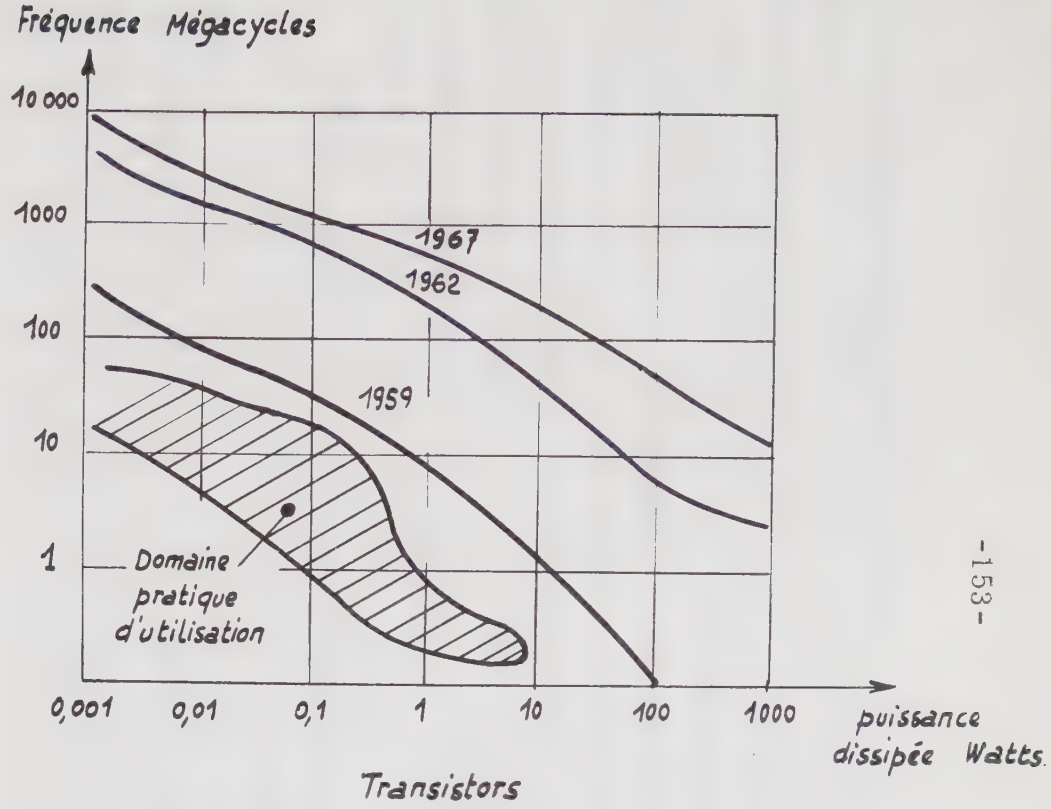
Il semble que la plus grande partie des mesures nécessaires au calculateur puissent être effectuées avec la vitesse et la précision voulues.



EVOLUTION DES PERFORMANCES DES CALCULATEURS DIGITAUX

FIG : 8-1





EVOLUTION DE LA TECHNOLOGIE DES SEMI-CONDUCTEURS

FIG: 8-2

Bien entendu ces performances sont encore loin de celles du calculateur scientifique IBM 7090 où le temps d'addition est inférieur à 4, 4 µs (temps d'accès à la mémoire rapide compris). Plusieurs calculateurs numériques ont à l'heure actuelle des temps d'addition inférieurs à 10 µs, c'est le cas de UNIVAC III et UNIVAC 1107 du RCA 601, etc..... Il est à peu près certain qu'il sera difficile de descendre au-dessous de 1 µs, car alors des problèmes sérieux liés à la vitesse de propagation des impulsions électriques à l'intérieur du calculateur risquent de se poser. C'est un peu l'objet à l'heure actuelle des expériences en ondes centimétriques faites sur prototypes. Les courbes de la figure 8. 1 montrent qu'il faut plusieurs années avant que les performances du calculateur destiné au contrôle soient égales à celles du calculateur commercial.

A l'heure actuelle, il semble que la vitesse d'opération des calculateurs numériques destinés au contrôle soit en partie liée à la technologie des semi-conducteurs et des noyaux magnétiques.

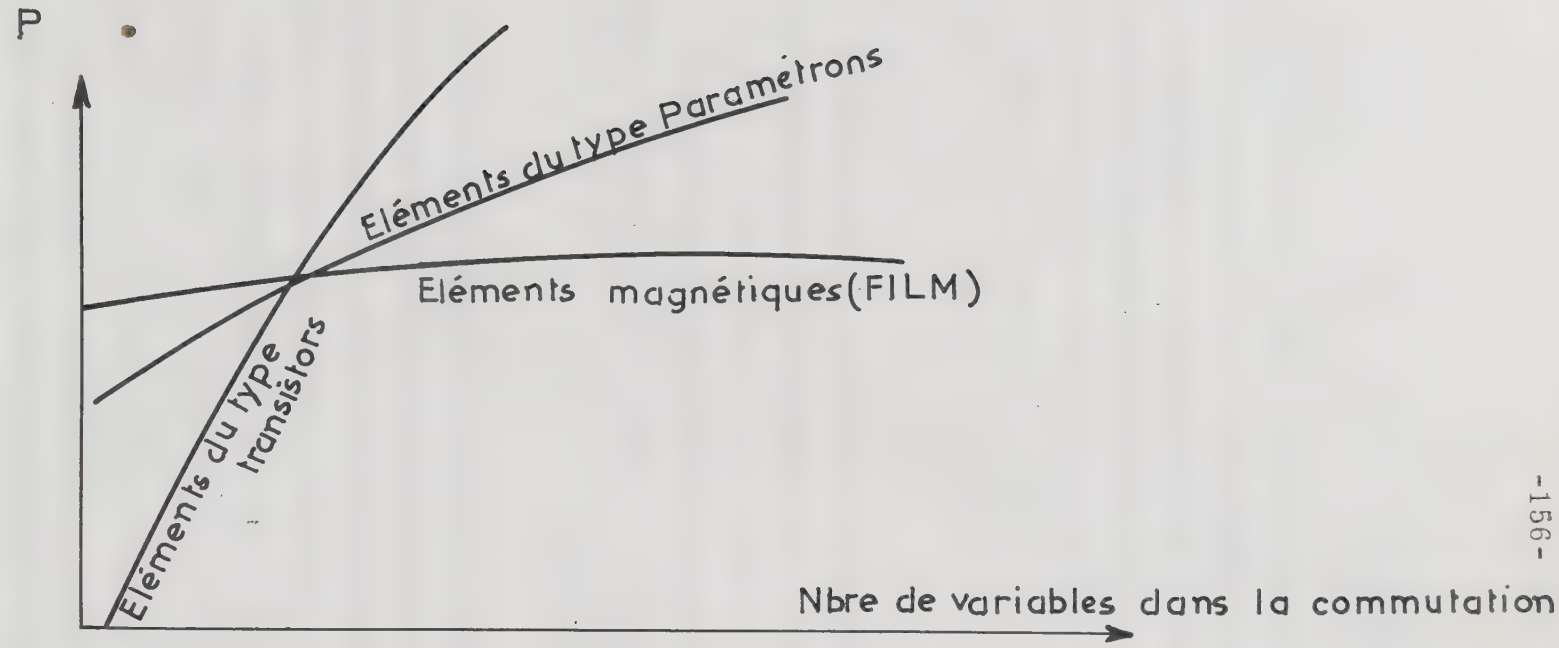
Du côté semi-conducteur, l'évolution prévue par certains auteurs américains est indiquée sur la figure 8. 2 : recul de la fréquence de coupure et diminution de la puissance dissipée. Dans le domaine magnétique on sait que l'on peut augmenter la vitesse de commutation des tores en diminuant leurs dimensions. Des tores de ferrite de diamètre extérieur de l'ordre de 0, 5 mm et de 0, 25 mm de diamètre intérieur sont en cours de développement et sont même utilisés. Ils servent surtout à la réalisation de mémoires à accès rapides, de circuits logiques, de décodeurs et de sélecteurs d'adresses. Les mémoires à tores peuvent fonctionner pour des températures comprises entre 0 et 40 °C. Certaines ont fonctionné pendant 1 000 heures sans panne dans la gamme : - 55 °C + 100 °C.

8.2. - La sûreté dans le fonctionnement.

Il semble que de ce côté là, tous les problèmes technologiques n'aient pas encore été bien résolus. Bien que les circuits digitaux s'accomodent très bien de l'utilisation d'éléments statiques, en particulier de transistors, et que pour ces derniers de grandes dispersions de caractéristiques soient tolérées : grande variation de gain, de courant inverse, d'impédance d'entrée, etc.... rares sont les constructeurs qui garantissent un fonctionnement d'une durée de plus de 1 000 heures sans panne.

Pour augmenter la fiabilité, la tendance actuelle est marquée par le développement très poussé des techniques statiques. Néanmoins, les statistiques montrent qu'il y avait encore aux Etats-Unis en 1960, 4 000 calculateurs numériques à tubes pour 700 calculateurs du type statique. On peut dire par exemple que pour les mémoires à accès rapide, l'utilisation de tores est très généralisée.

Pour les éléments logiques, les études économiques permettent aussi de séparer et de classer les différentes techniques possibles comme le montre la figure 8.3. Il faut dire que du côté sûreté dans le fonctionnement, l'orientation de l'utilisation du calculateur scientifique et du calculateur destiné au contrôle n'est pas la même. Un calculateur du type commercial pourra à la suite d'une détection d'erreur s'arrêter alors qu'un calculateur destiné au contrôle devra rapidement corriger l'erreur et continuer à surveiller l'installation avec toujours un haut degré de sécurité. Des circuits auto-correcteurs commencent à apparaître, ils permettent par exemple de corriger automatiquement certaines erreurs susceptibles de se produire dans la transmission d'informations.



ETUDE ECONOMIQUE DES ELÉMENTS LOGIQUES

FIG: 8-3

Pour le système de détection de ruptures de gaines de la centrale EDF I, 2 calculateurs sont installés fonctionnant, soit en parallèle, soit l'un en secours de l'autre. Dans le même ordre d'idée on envisage de doubler le calculateur destiné à EDF II. On a même vu dans des congrès, certains auteurs qui proposaient de faire du 2/3 avec de pareils calculateurs.

L'expérience de l'exploitation de calculateurs numériques utilisés dans le contrôle et la sécurité des piles atomiques sera sans aucun doute instructive de ce côté là.

Les principaux pays qui semblent vouloir actuellement se lancer dans cette expérimentation sont les U.S.A. et la France. Cinquante calculateurs numériques destinés au contrôle automatique centralisé sont actuellement dans ces pays, soit en cours de commande, soit en cours d'installation. D'autres pays préfèrent attendre prétextant que si les calculatrices actuelles ont un fonctionnement satisfaisant pour les calculs scientifiques, il n'en va pas de même pour leur utilisation dans le contrôle des piles atomiques.

Néanmoins, la technologie du côté calculateur proprement dit peut se stabiliser assez rapidement et donner satisfaction assez vite du côté sûreté de fonctionnement. Par contre, il semble que de gros efforts du point de vue technologique reste à faire du côté éléments d'entrée et de sortie. Le choix du convertisseur le plus sur traduisant la mesure physique en une suite codée de signaux électriques n'est pas toujours facile. Ce choix est peut être encore plus difficile dans le cas des mesures nucléaires étant donné l'étendue des gammes de mesure. Mais, dans le cas où on

a la possibilité de disposer de plusieurs détecteurs pour couvrir ces gammes de mesure, la digitalisation semble permettre d'opérer avec des techniques statiques éprouvées du point de vue robustesse et durée de vie.

Manuscrit reçu le 5 juin 1962.

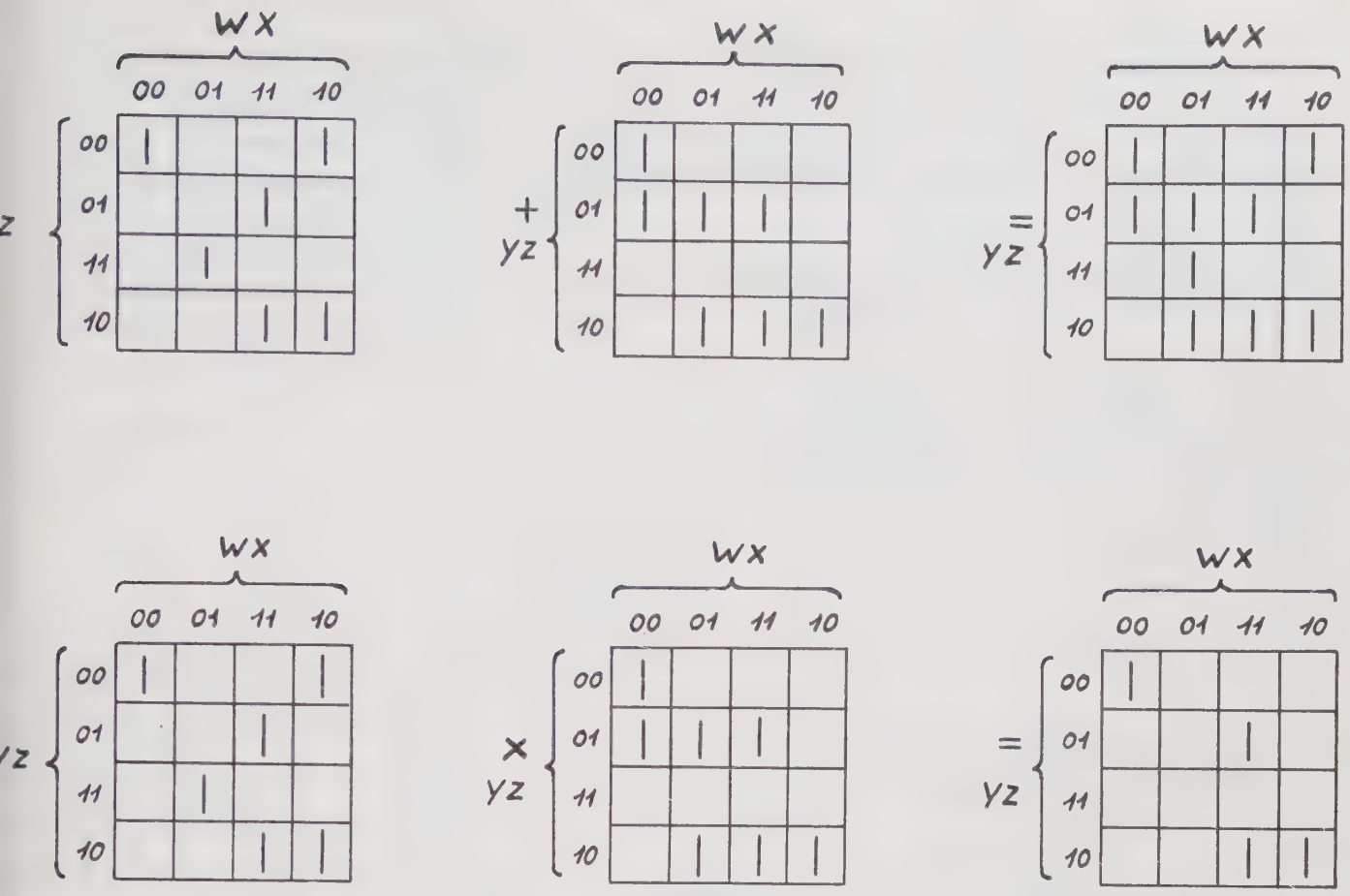


Fig : 2-19

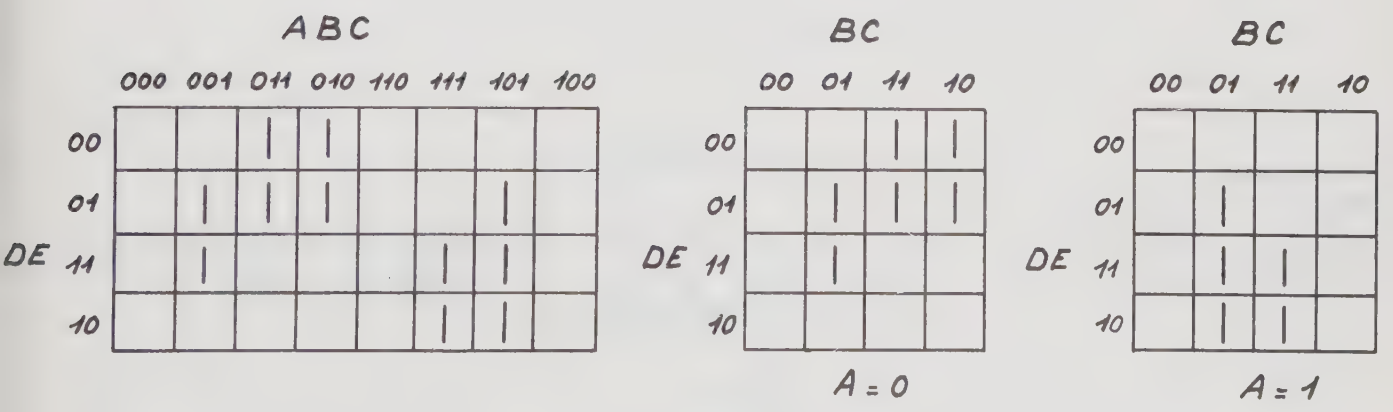
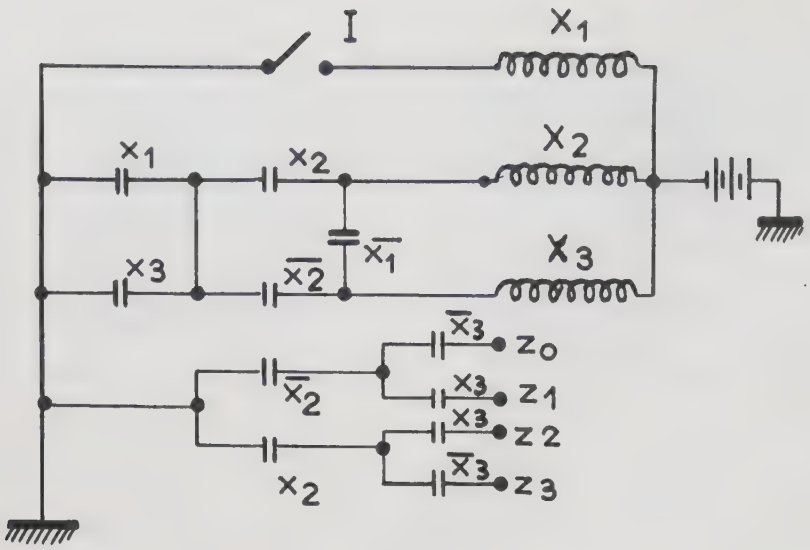
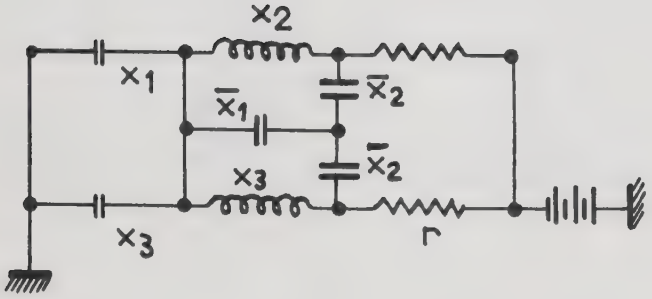


Fig : 2-20



	I	X	X	X	Sortie
1	0	0	0	0	z_0
2	1	1	0	0	z_0
3	1	1	0	1	z_1
4	0	0	0	1	z_1
5	0	0	1	1	z_2
6	1	1	1	1	z_2
7	1	1	1	0	z_3
8	0	0	1	0	z_3

FIG : 3-1



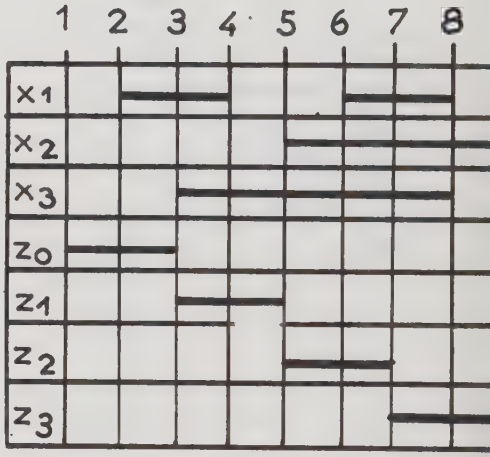
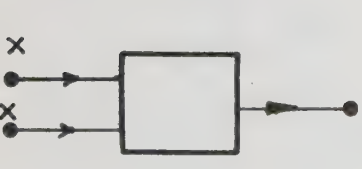


FIG : 3-2



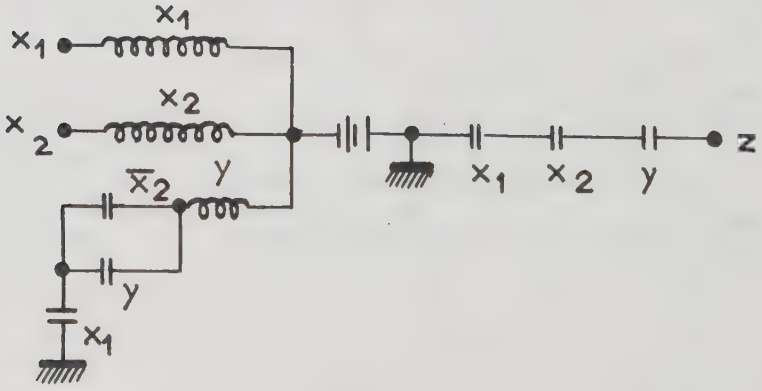
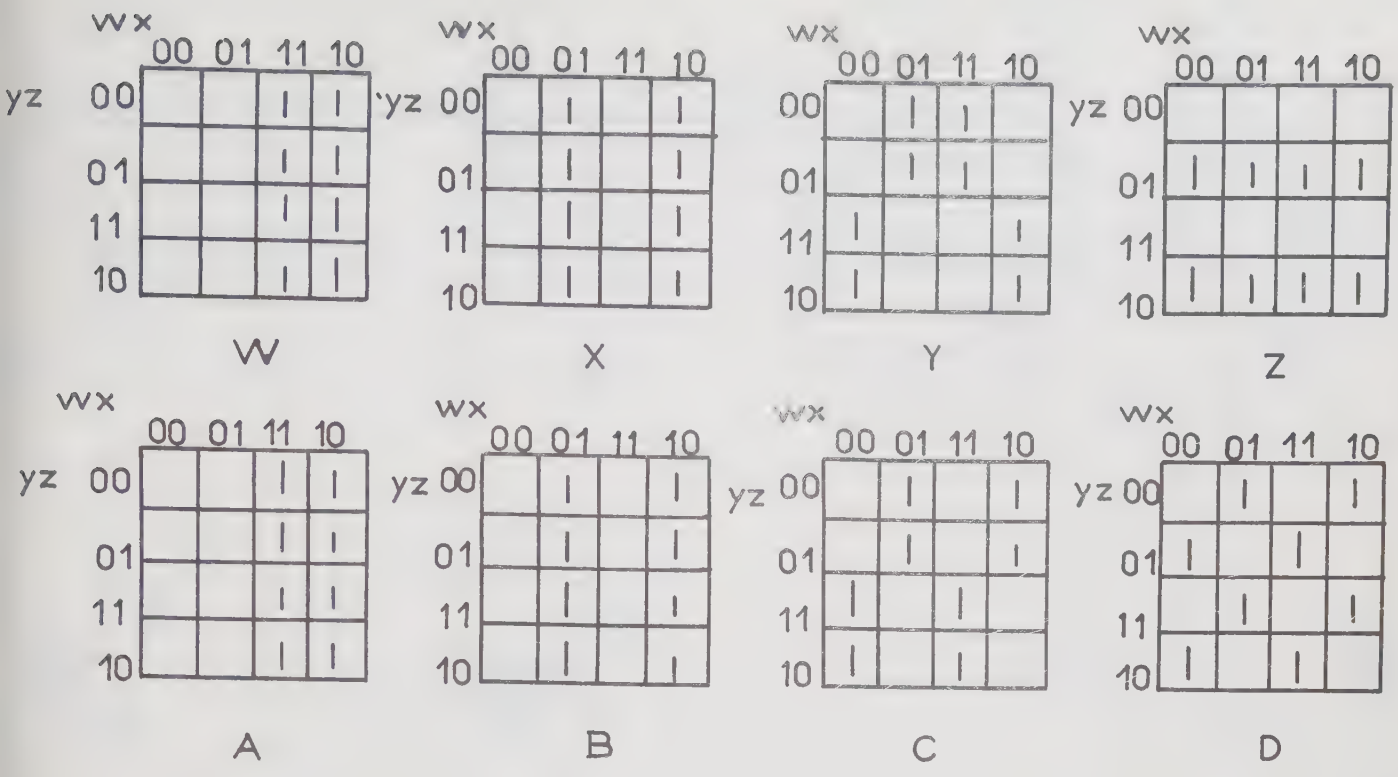


FIG : 3-3



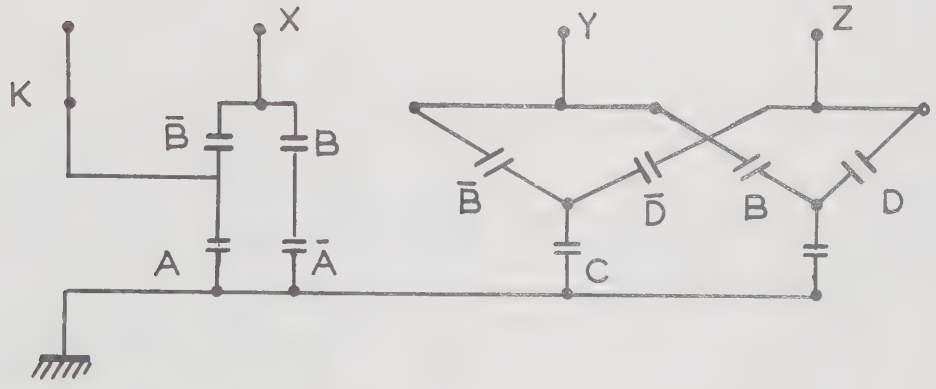


FIG : 4-7

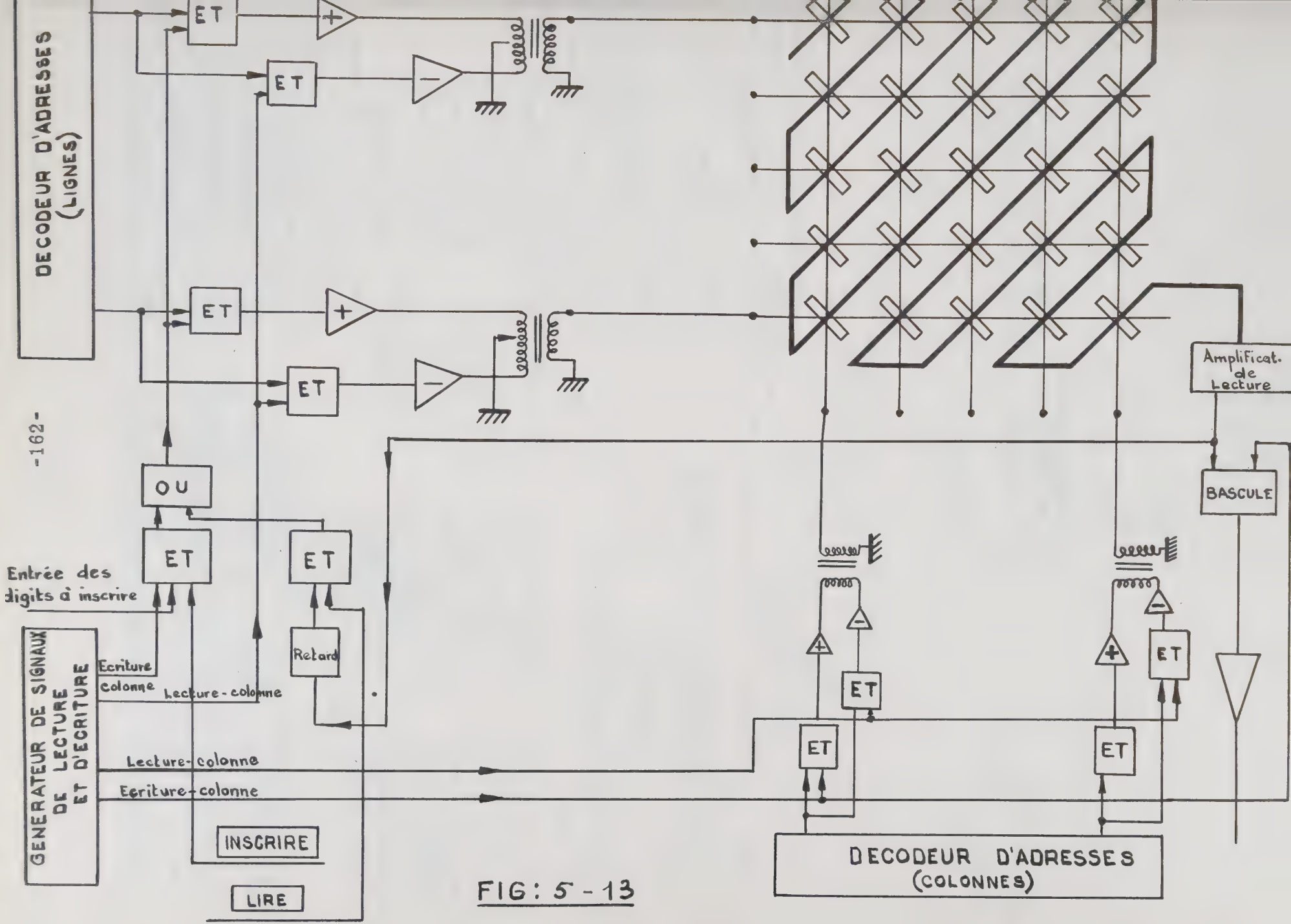
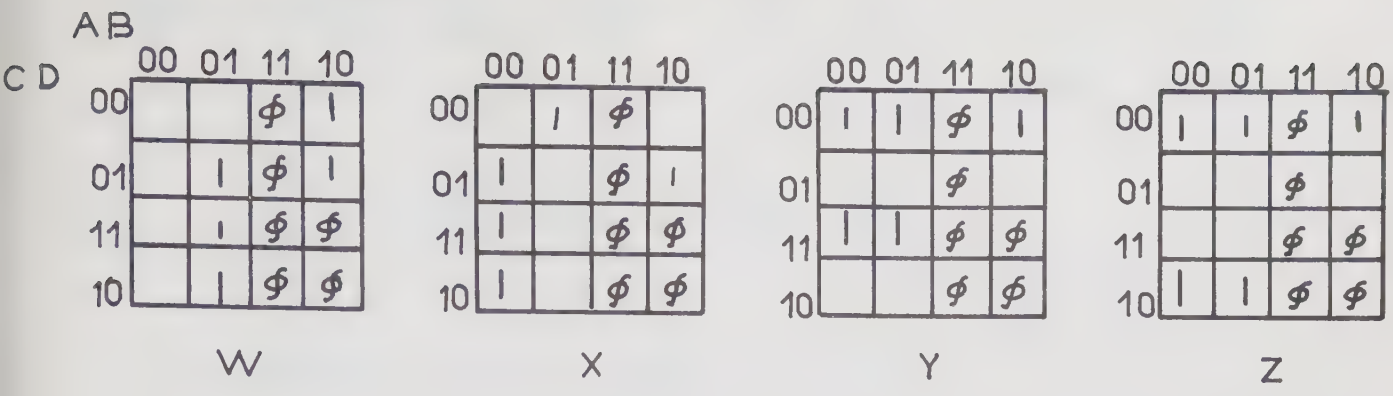
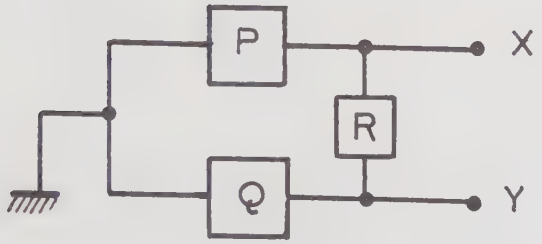

DECODEUR D'ADRESSES (LIGNES)
ET
ET
ET
ET
+
−
+
−
Amplificat. de Lecture
BASCULE
OU
ET
ET
Entrée des digits à inscrire
Retard
Ecriture colonne
Lecture-colonne
GENERATEUR DE SIGNAUX DE LECTURE ET D'ECRITURE
Lecture-colonne
Ecriture-colonne
INSCRIRE
LIRE
ET
ET
ET
ET
DECODEUR D'ADRESSES (COLONNES)

FIG: 5-13





$P = \bar{B}\,(C + D)$

$Q = \bar{C}\,\bar{D} + C\,D$

$R = B\,\bar{C}$

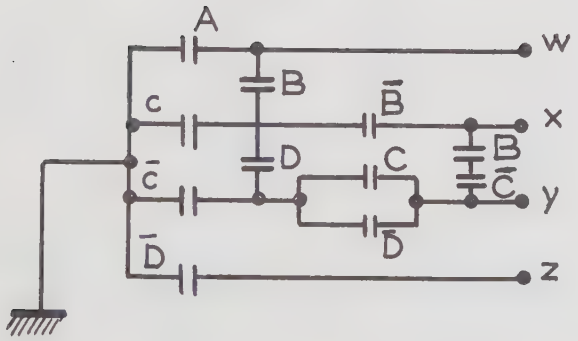
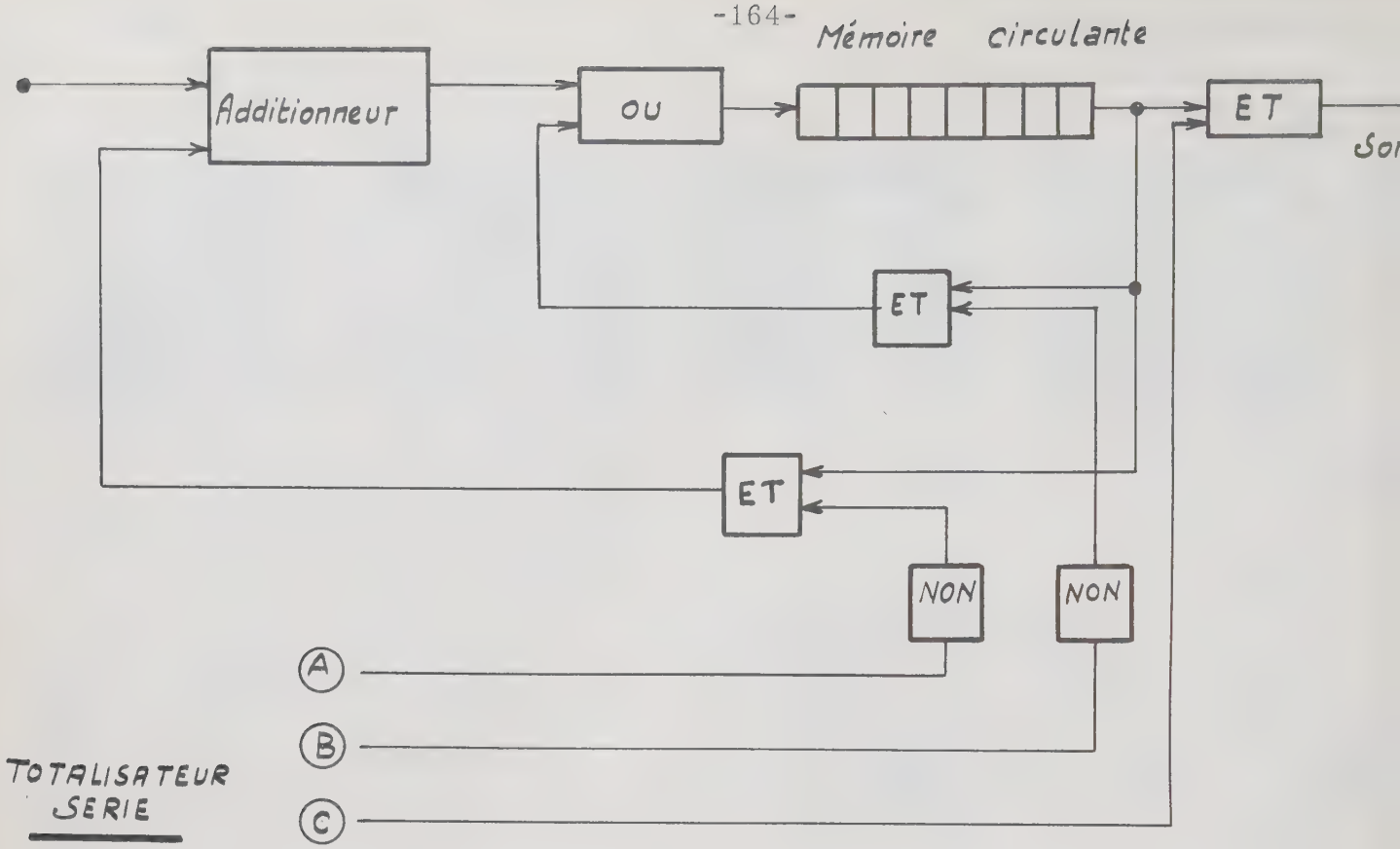


FIG : 4-6


Mémoire circulante
Additionneur
OU
ET
Sor
ET
ET
NON
NON
A
B
C
TOTALISATEUR SERIE

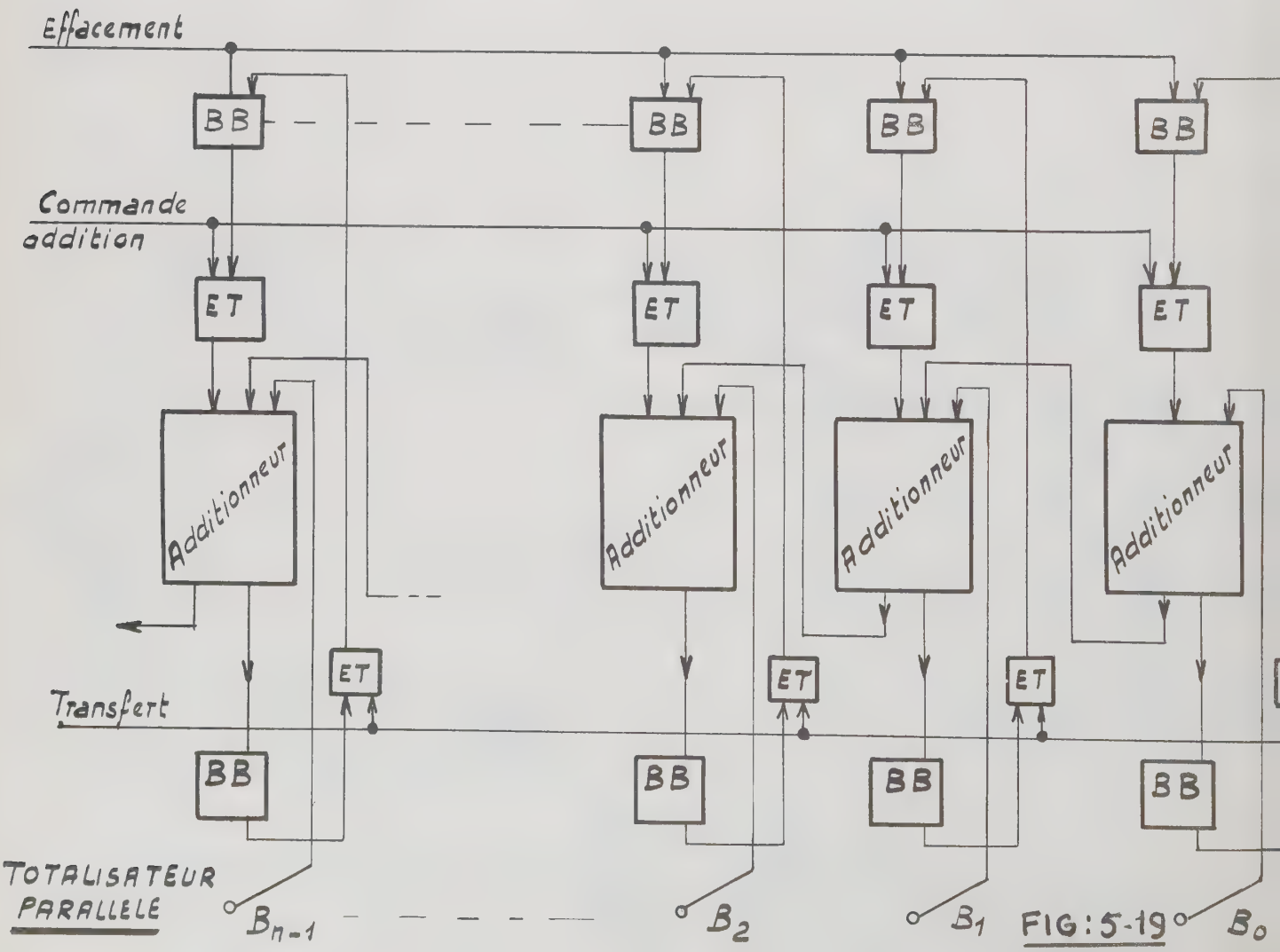
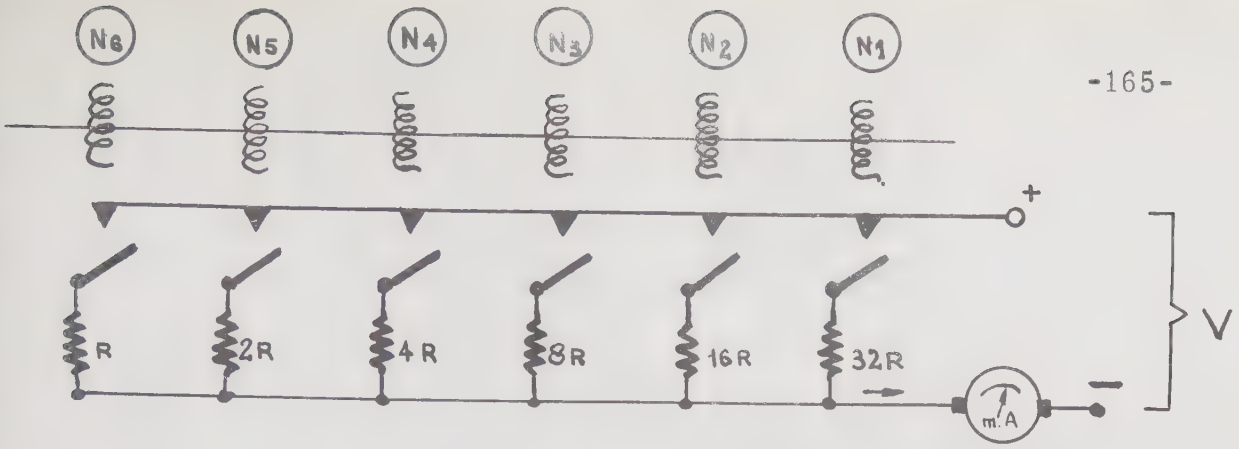
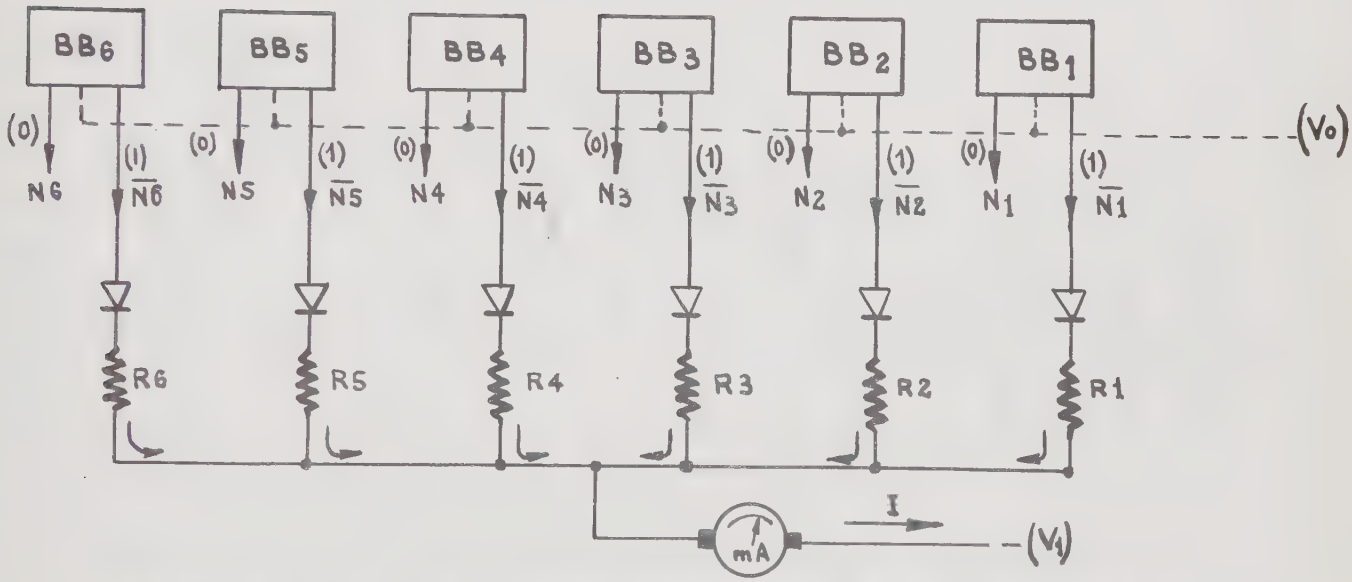

Effacement
BB
BB
BB
BB
Commande addition
ET
ET
ET
ET
Additionneur
Additionneur
Additionneur
Additionneur
ET
ET
ET
Transfert
BB
BB
BB
BB
TOTALISATEUR PARALLELE
B_{n-1}
B_2
B_1
B_0

FIG: 5-19



TRADUCTEUR DIGITAL ANALOGIQUE A RELAIS

FIG: 5-23



TRADUCTEUR DIGITAL ANALOGIQUE A BASCULES

FIG: 5-24

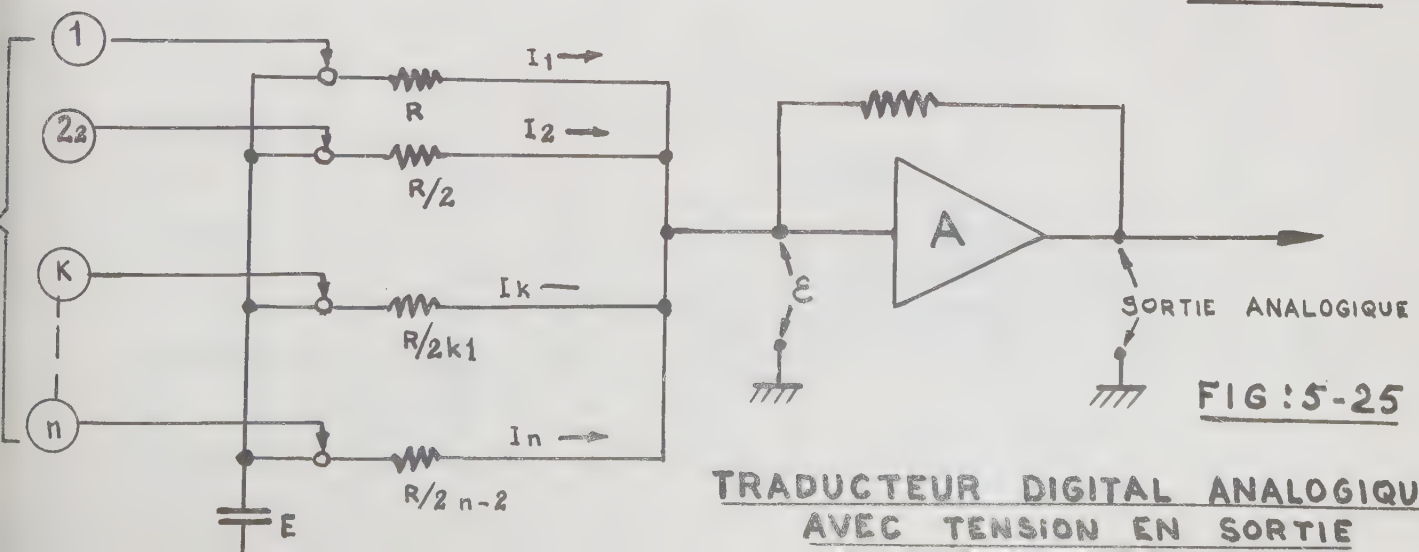


FIG: 5-25

TRADUCTEUR DIGITAL ANALOGIQUE AVEC TENSION EN SORTIE

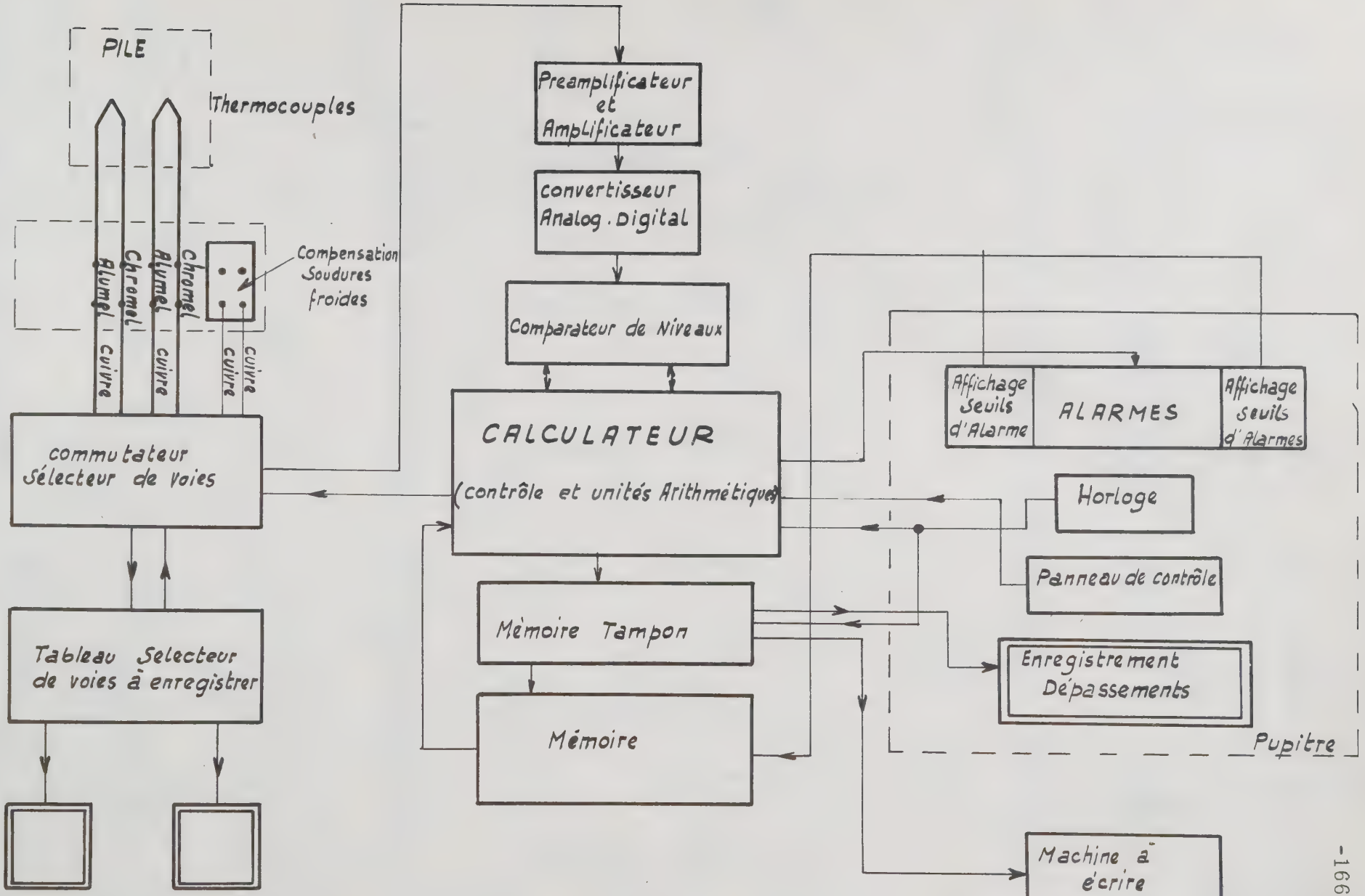


FIG:7-2

ENSEMBLE SECURITÉS TEMPERATURES POUR PILE AU GRAPHITE

BIBLIOGRAPHIE

[1] LEEP R. W. et GOOSEY M. H.
Savannah River Laboratory - Design concepts of Digital temperature Monitor AECL 801.

[2] SANDIFOR K.
Temperature Information processing equipment. AECL 801
UK Atomic Energy Authority

[3] PALEVSKY M.
The computer as a component Control.
Packard Bell computer corp. May 1961

[4] Sunvey of Electric Utility of applications of digital computers.
Instruments and Control systèms - June 1961, p. 1047

[5] BOSWELL J. M.
Code conversion by NOR LOGIC.
Instruments and Control Systems - February 1961, p. 254-255

[6] WILLIAM E. VANNAH
Control enters a new decade.
Control Engineering Instrumentation and control systems.
January 1960.

[7] PICARD E.
Traitement numérique des résultats.
Cours Génie Atomique INSTN.

[8] SCHMIDT J. D., BKERIKSEN and PEEL W.
A digital start-up control unit for nuclear reactors.
General Electric company.

[9] CARTERON M. J.
Pourquoi les calculateurs électroniques jouent un rôle croissant dans l'industrie.
Bulletin S. F. E. 1961

[10] AURICOSTE J. et GAU G.
La commande numérique centralisée.
Revue Automatisme, tome IV, n° 5, mai 1959

[11] AURICOSTE J. et GAU G.
Optimation et commande de processus industriels par calculateurs numériques.
Revue Automatisme, tome V, Avril 1960

[12] SAUVAGE A.
Les machines mathématiques de la gestion scientifique des affaires.
Revue Automatisme, février 1956.

[13] COALES M.
Les machines à commande numérique en Grande-Bretagne
Revue Automatisme, septembre 1957

[14] SAUVAGE A.
L'information dans l'Automatisme.
Revue Automatisme, décembre 1957

[15] MEY J.
Vers l'automatisme du dépouillement des résultats de mesure en atomistique.
Revue Automatisme, janvier 1957

[16] RAYMOND F.
Evolution du concept de structure d'une calculatrice numérique universelle.
Revue Automatisme, février 1957

[17] METIVIER M.
Equipement numérique de mesure et de traitement des informations pour de grands ensembles industriels.
Revue Automatisme, juille-août 1961

[18] SOUBIES CAMY H.
L'algèbre logique appliquée aux techniques binaires.
Revue Automatisme, octobre 1958

[19] GYPTOPOULOS E. P. et CABLE P. M.
A digital nuclear reactor control system.
Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs, 1960, 79, part II, 305-314

[20] PELLERIN A.
Machines a calculer électroniques.
Dunod, 1959

[21] MONTGOMERY PHISTER J. R.
Logical design of digital computers.
John Wiley and sons.

[22] AURICOSTE J. et PRADES H.
Nouvel ensemble électronique pour traitement de l'information le système a logique enregistrée RW 530.
Revue Automatisme, tome VI, octobre 1961

[23] PICARD E.
Application de l'automatisme numérique dans les centrales nucléaires.
First International Congress of the federation of Automatic Control 1960.

[24] SOUBIES-CAMY H.
Les mémoires a tores magnétiques.
Revue Automatisme, juin 1960

[25] CHAUSSARD R.
L'Automatisme dans la nouvelle Centrale de Saint-Ouen
Congrès SFE 61.

[26] GRAUVOGEL J.
L'électronique dans le matériel de contrôle des Centrales Nucléaires.
Congrès SFE 1961

[27] PAUL R. J. A.
Trends in computeurs.
Contröl., novembre 1961

[28] CALDWELL S. H.
Switching circuits and logical design
(John Wiley and sons).

[29] NASLIN P.
Circuits à relais et automatismes à séquences.
(Dunod, 1958)

[30] SOUBIES-CAMY H.
Les techniques binaires et le traitement de l'information.
(Dunod, 1961)

[31] LEARY F.
Computers to day.
Electronics, Avril 1961

[32] PRADES J. and PANIS Y.
Digital computers in nuclear power applications.
Proceeding of the joint nuclear instrumentation Symposium,
October 1961

[33] AURICOSTE J., CHAMBOLLE R., PANIS Y. and PRADES J.
Digital computers monitor steam Generator.
Control Engineering, 8, n° 3, 127-131, Mars 1961

FACULTÉ DES SCIENCES DE PARIS

PERMIS D'IMPRIMER

Doctorat d'INGENIEUR-DOCTEUR

Thèse de

Nom F U R E T

Prénoms Jacques, Léon

Date et lieu de naissance 9 Août 1926

à CONSTANTINE (Algérie)

SUJETS :

1re Thèse : "SECURITE DANS LE CONTROLE DES PILES ATOMIQUES".

2e Thèse : (Propositions données par la Faculté)

"DIGITALISATION DANS LE CONTROLE DES PILES ATOMIQUES".

Vu et approuvé :

Paris, le 29 mars 1962

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

VU
et PERMIS D'IMPRIMER
LE RECTEUR
DE L'ACADÉMIE DE PARIS

UNIVERSITÉ DE PARIS
FACULTÉ DES SCIENCES

S 1783 — Paris, I.A.C. 8, rue de Furstenberg (6-58) n° 174